

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SOBRETENSÕES POR FERRO-RESONÂNCIA EM SISTEMA DE ALTA TENSÃO:
SIMULAÇÕES E TESTES DE CAMPO

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

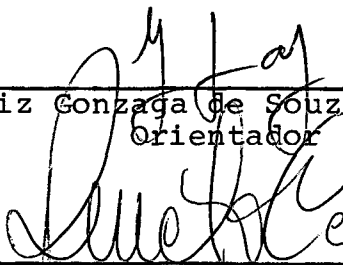
VERA LÚCIA DE CASTRO SOARES

FLORIANÓPOLIS, SETEMBRO - 1981

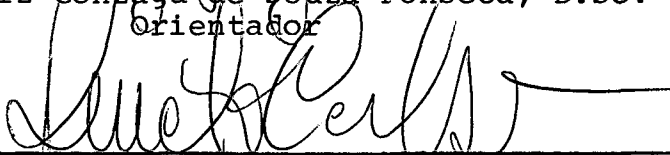
SOBRETENSÕES POR FERRO-RESSONÂNCIA EM SISTEMA DE ALTA TENSÃO:
SIMULAÇÕES E TESTES DE CAMPO

Vera Lúcia de Castro Soares

Esta dissertação foi julgada para a obtenção do título de Mes
tre em Engenharia - Especialidade Engenharia Elétrica e apro
vada em sua forma final pelo Curso de Pós-Graduação.



Prof. Luiz Gonzaga de Souza Fonseca, D.Sc.
Orientador

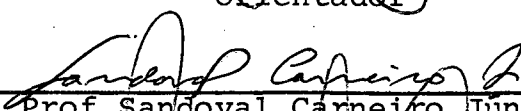


Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:



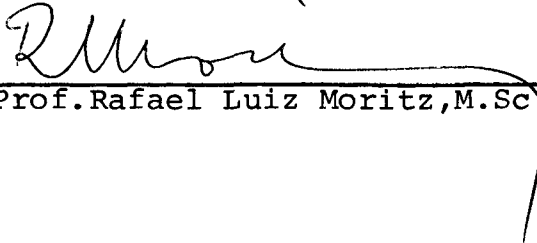
Prof. Luiz G. de Souza Fonseca, D.Sc.
Orientador



Prof. Sandoval Carneiro Junior, Ph.D.



Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.



Prof. Rafael Luiz Moritz, M.Sc.

A G R A D E C I M E N T O S

A autora expressa o seu agradecimento às seguintes pessoas e entidades:

- Prof. Luiz Gonzaga de Souza Fonseca pela orientação do trabalho de tese;
- Banca examinadora pelas contribuições de seus componentes e, em especial, Prof. Sandoval Carneiro Júnior pelas sugestões apresentadas;
- Centrais Elétricas do Sul do Brasil S/A - ELETROSUL pela concessão de uso de dados levantados em estudos de operação e pela oportunidade de divulgação de comprovações feitas em testes de campo.

R E S U M O

Um modelo simplificado é proposto para representar um sistema suscetível a sobretensões por ferro-ressonância. Subestações de alta tensão incluem disjuntores (frequentemente dotados de pequenos capacitores para distribuição de tensão entre as câmaras de interrupção) e transformadores de potencial indutivos para medição e proteção. A interação de dois elementos - capacitância de disjuntor e indutância não-linear de transformador de potencial - pode causar ferro-ressonância em determinadas condições de operação.

O estudo analisa o modelo matemático, e a simulação digital de vários exemplos é apresentada para ilustrar a aplicabilidade do modelo. Procedimentos para supressão das sobretensões são incluídos. Testes de campo que comprovam os resultados do estudo são apresentados.

A B S T R A C T

A simplified model is proposed to represent a system susceptible to ferroresonant overvoltages. High voltage substations include circuit breakers (often equipped with small capacitor for voltage distribution between chambers) and inductive potential transformers for measurement and protection. The interaction of two elements - circuit breaker capacitance and potential transformer non-linear inductance - can cause ferroresonance under specified operating conditions.

The study analyses the mathematical model, and digital simulation of several examples is presented to illustrate the applicability of the model. Procedures for suppression of overvoltages are covered. Field tests which verify the study results are presented.

Í N D I C E

1. INTRODUÇÃO	1
2. MODELO MATEMÁTICO	
2.1 - Introdução	4
2.2 - Ocorrência de ferro-ressonância	4
2.2.1 - Descrição	4
2.2.2 - Natureza do fenômeno	6
2.3 - Modelo Matemático Proposto	11
2.3.1 - Aplicações do modelo	11
2.3.2 - Elementos representados e simplificações feitas	13
2.3.3 - Equações	15
2.3.4 - Considerações sobre a saturação	18
2.3.5 - Considerações sobre as condições iniciais	21
2.3.6 - Considerações sobre um sistema p.u.	22
3. ANÁLISE DO MODELO	
3.1 - Introdução	24
3.2 - Representação do sistema de 2 ^a ordem	24
3.3 - Solução do sistema linear	26
3.4 - Comentários sobre o modelo de ordem mais alta	29
3.5 - Análise da estabilidade do sistema não-linear por funções descritivas incrementais	29
4. SOLUÇÕES PARA O PROBLEMA DE FERRO-RESSONÂNCIA SUSTENTADA	
4.1 - Introdução	33
4.2 - Supressão da alimentação	34
4.3 - Inserção de carga resistiva	35
4.4 - Inserção de carga reativa	39
4.5 - Modificação no disjuntor	39
4.6 - Modificação no TP	39
4.7 - Curto-circuito momentâneo	40
4.8 - Resistor não-linear	40
4.9 - Inserção, controlada por fluxo, de carga resistiva	40
4.10- Ligação de um secundário em delta	41

4.11 - Conclusão	41
5. SIMULAÇÃO DIGITAL	
5.1 - Introdução	42
5.2 - Hipóteses básicas de cálculo	42
5.3 - Casos simulados	43
5.4 - Programa para simulação de manobra	43
5.5 - Resultados das simulações	45
5.6 - Comentários sobre as simulações	45
6. TESTES	54
6.1 - Testes para determinação de parâmetros necessários à simulação	54
6.1.1 - Teste de curto-circuito	56
6.1.2 - Teste em vazio	56
6.1.3 - Teste para determinar a capacitância do enrolamento de alta tensão	57
6.1.4 - Teste para determinação de curva de saturação do TP	58
6.2 - Testes para comprovar soluções estudadas para o problema	61
6.2.1 - Objetivo dos testes	62
6.2.2 - Procedimentos efetuados em campo	62
7. COMENTÁRIOS E CONCLUSÕES	67
Apêndice 1	70
Apêndice 2	74
Apêndice 3	75
Bibliografia	76

C A P Í T U L O 1

INTRODUÇÃO

Sistemas elétricos podem, sob determinadas condições de operação, ficar submetidos a sobretensões provocadas pela interação da indutância saturável de transformadores com as capacidades do circuito.

O termo "ferro-ressonância" designa uma condição de ressonância em um circuito de corrente alternada contendo capacidade e indutância, sendo que o campo do indutor está concentrado em um núcleo ferromagnético. Este fenômeno é também conhecido como "salto ressonante", e ocorre quando a amplitude ou a frequência da excitação sofre uma variação pequena e a saída, em consequência, apresenta uma variação grande e descontínua em amplitude e fase.

Ferro-ressonância já tem sido observada, sempre em configurações bem caracterizadas, em sistemas de distribuição e em sistemas de transmissão. Nos dois casos o indutor é representado pela relação não-linear fluxocorrente de magnetização de transformadores. A capacitância pode ser a dos cabos ou das linhas de distribuição, como nos casos analisados por E. Clarke [1], Greenwood [2], Hopkinson [3], Smith e outros [4], ou a capacitância de linhas de transmissão em EHV, como nos artigos de Dolan [5] e Dommel [6]. Também não é nova na literatura a descrição de ferro-ressonância,

em sistemas não-aterrados, envolvendo transformadores de potencial e capacitâncias de cabos para terra, como apresentado por Peterson [7] e Karlicek - Taylor [8] . Estes casos tem sido estudados através de TNAs [3] , em laboratório [4] , [8] , alguns através de simulação analógica [5] ou digital [6] e, mais recentemente, através de métodos analíticos específicos para sistemas não-lineares, como as funções descritivas incrementais usadas por Swift [9] .

Um caso bem recente de ferro-ressonância, em sistema aterrado e envolvendo transformadores de potencial e capacitâncias de disjuntores, foi registrado em ocorrências em sistema de 230 KV [10] . O estudo deste fenômeno de ferro-ressonância é objeto de interesse em vista de - em sistemas de alta tensão - os disjuntores incluïrem capacitores em paralelo com suas câmaras de interrupção, e serem normalmente utilizados transformadores de potencial indutivos para medição e proteção nas barras.

O fenômeno é caracterizado pelo aparecimento de oscilações na tensão fase-terra com amplitude e/ou frequências diferentes das normais e por picos pronunciados na corrente de magnetização do TP*. Fenômeno semelhante ocorreu na Bélgica, segundo a referência [19].

Na condição de ferro-ressonância estável as sobretensões e os picos repetitivos de alta corrente, que chegam a causar sobreaquecimento, podem mesmo queimar os TPs. Mas nas normas de especificação [11] - [13] não existem recomendações voltadas para este tipo de problema provocado pela interação dos transformado

*TP, transformador de potencial

res de potencial com os disjuntores.

O modelo de parâmetros concentrados, proposto no capítulo 2, é uma simplificação adequada para representar o fenômeno nas suas três fases: entrada, permanência e saída forçada de ferro-ressonância. As tensões obtidas nas simulações são equiparáveis às registradas em ocorrências ou testes. O circuito equivalente completo é tal que poderá ser aplicado no estudo de outras configurações ferro-ressonantes em sistemas de transmissão em EHV.

Nos capítulos 3 e 4 é feita a análise detalhada, baseada no modelo de 2.^a ordem que contém os elementos essenciais para descrever o fenômeno envolvendo TPs e disjuntores. Nem sempre uma manobra leva à ferro-ressonância. O fenômeno é função de condições iniciais, da característica de saturação, da capacitância e das perdas no circuito. As perdas no TP podem não ser suficientes para amortecer as oscilações, uma vez iniciadas. As perdas podem ser aumentadas pelo uso de resistores no secundário dos TPs, como em [8] e [10] .

No capítulo 5 são apresentados resultados de simulação digital e no capítulo 6 são apresentados testes para determinação de parâmetros do circuito equivalente e são relatados testes de campo para comprovar as soluções estudadas. No capítulo 7 são apresentados comentários finais e conclusões.

CAPÍTULO 2

MODELO MATEMÁTICO

2.1. Introdução

Inicialmente é descrita uma ocorrência de ferro-ressonância que evidencia a natureza do fenômeno. A seguir é proposto um modelo matemático. São feitas considerações a respeito da escolha das variáveis de estado, da representação da saturação, das condições iniciais e se descreve um sistema p.u. para o tratamento analítico.

2.2. Ocorrência de ferro-ressonância

2.2.1. Descrição da ocorrência [10]

A Subestação de 230 KV da ELETROSUL em Areia (Paraná) interligava-se, à época da ocorrência, apenas com as Subestações de Curitiba e Ponta Grossa através de linhas de transmissão de circuito simples e com a Usina de Salto Osório através de dois circuitos separados.

A ocorrência foi registrada [14] no decorrer de manobras para recomposição do sistema. Encontravam-se abertos,

na Subestação de Areia, os disjuntores dos circuitos Salto Osório I e II e o do circuito Ponta Grossa.

Nesta configuração, com a abertura do último disjuntor que ainda permanecia fechado, partiu o oscilógrafo da Subestação pelo sensor de sobretensão, estando a barra de 230 KV aparentemente desenergizada.

Para ilustração apresentamos na figura 1 a configuração da Subestação de Areia à época da ocorrência e as condições operacionais em que a mesma se encontrava.

Os instrumentos de medição, sincronização e parte dos relés de proteção se acham ligados no secundário do TP de barra.

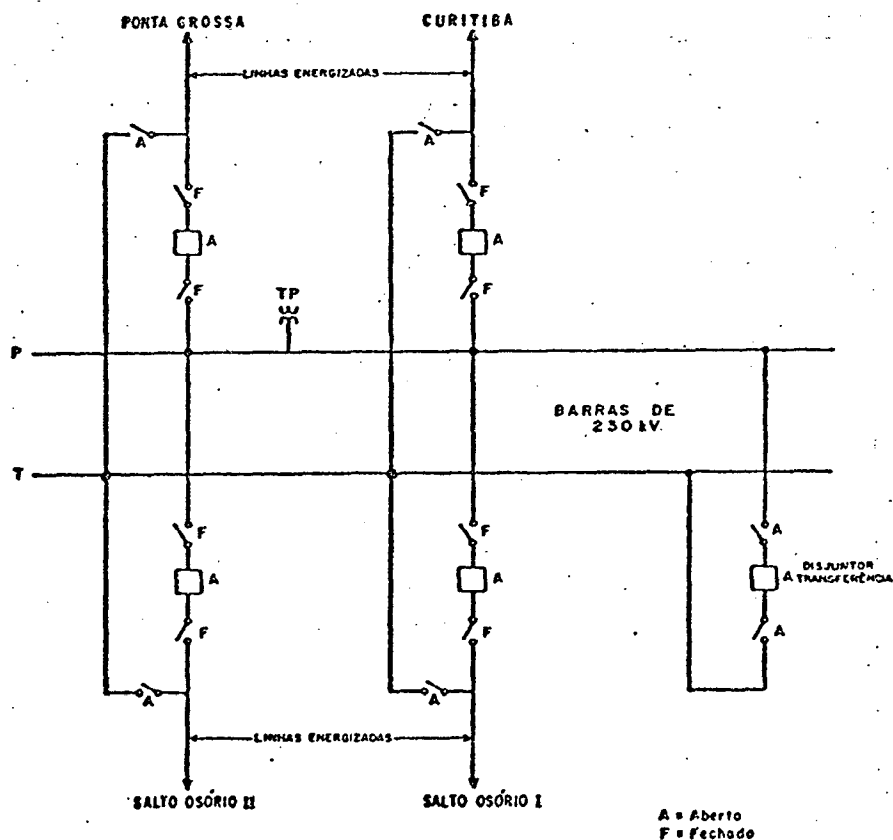


Fig. 1 : Configuração da SE de Areia 230 KV

Após 6 minutos foi observado fogo no relé de verificação de sincronismo, voltímetro em fim de escala (300 KV) e relé de sobretensão atuado (ajustado em 280,6 KV). Aos 17 minutos verificou-se também fogo no sincronoscópio.

A seguir foi observado vazamento de óleo nas fases A e C dos transformadores de potencial da barra de 230 KV, estando os seus diafragmas danificados.

O problema foi finalmente eliminado com a abertura das seccionadoras.

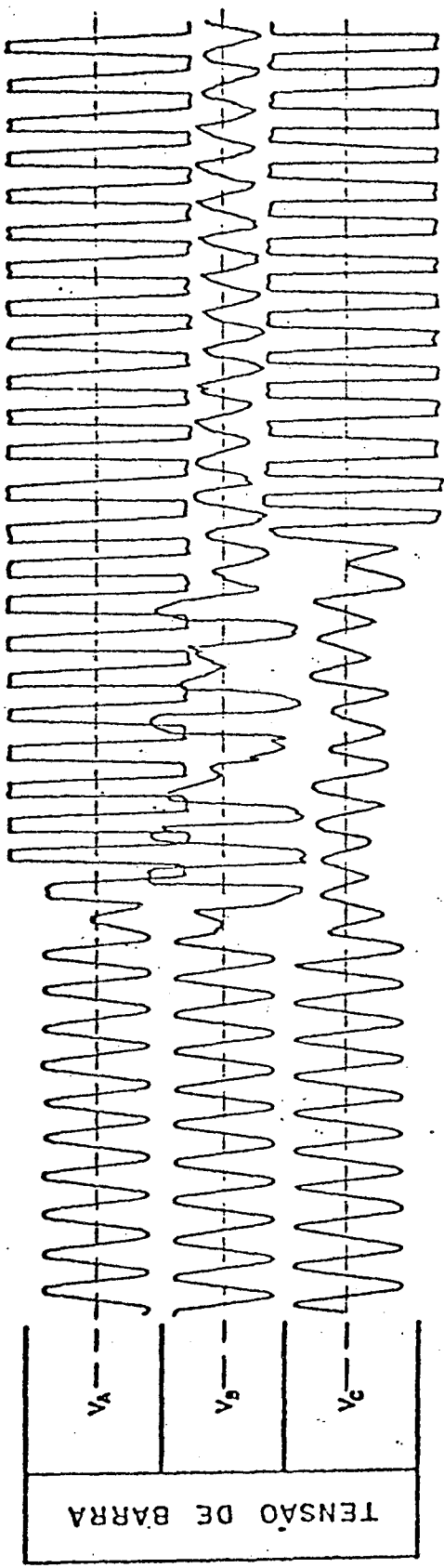
A análise do oscilograma da figura 2 revela que ocorreram sobretensões permanentes nas fases A e C, com forma de onda quadrada na frequência de 60 Hz. Tal forma de onda é característica de fenômenos de ferro-ressonância na frequência fundamental.

Os disjuntores de 230 KV empregados na Subestação de Areia possuem duas câmaras de interrupção em série, sendo que a distribuição de tensão ao longo das mesmas é feita pela capacitância de equalização em paralelo, conforme representado na figura 3.

Os transformadores de potencial da barra eram do tipo indutivo, de relação $230000 / \sqrt{3} : 115 / \sqrt{3}$ volts, com a curva de saturação apresentada na figura 4.

2.2.2. Natureza do fenômeno

Para que a ferro-ressonância se estabeleça é necessário que o núcleo do TP seja levado à saturação. No exemplo



$$V = \frac{222}{\sqrt{3}} \text{ kV} = 128 \text{ kV } \phi\text{-N}$$

$$V = 212 \text{ kV } \phi\text{-N} \\ = 1,60 \text{ pu}$$

ESCALA: 1,5 cm = 230 ÷ $\sqrt{3}$ kV

Fig. 2: Oscilograma das tensões da barra de 230 kV da SE de Areia

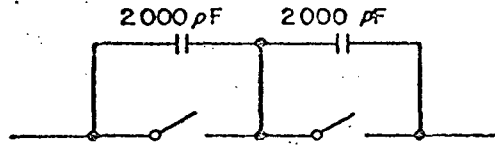


Fig. 3 : Disjuntor

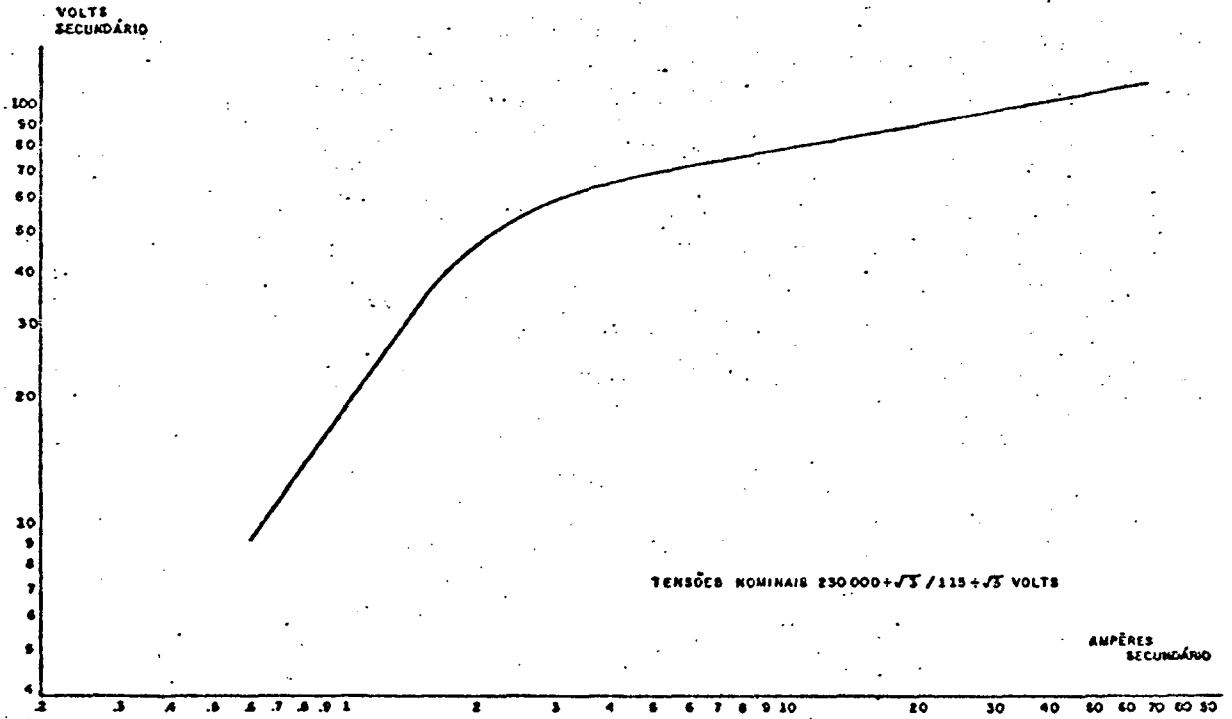


Fig. 4: Curva de saturação do TP

apresentado o núcleo pode ser levado à saturação pelos transitórios decorrentes da abertura do último disjuntor. A indutância de magnetização do transformador, que é praticamente infinita, apresenta um forte decréscimo ao ser atingida a saturação. Em vista, pois, da variação de valores de indutância no circuito, pode-se distinguir dois períodos de desempenho: período não-saturado e período saturado.

A interpretação dada a seguir tem como base a explicação da referência [5] sobre o fenômeno.

A figura 5.a mostra um tipo de configuração monofásica com elementos para se estabelecer a ferro-ressonância: um circuito LC série, com indutância saturável e com uma carga no capacitor. A figura 5.b mostra tensão, fluxo e corrente durante a ferro-ressonância sustentada.

No período não-saturado, consideremos o instante t_0 na figura 5.b. A tensão v na barra está em seu valor máximo e o fluxo em valor nulo. Havendo uma tensão aplicada nos terminais do TP, haverá um crescimento de fluxo ($\lambda = \int v dt$). Enquanto o fluxo for inferior ao valor de joelho da curva (λ_{sat}) a indutância é muito alta, podendo desprezar-se a corrente de excitação. Até o instante t_1 , portanto, nenhuma corrente é requerida e a tensão v permanecerá constante.

No período saturado, a partir do momento em que a saturação é atingida (no instante t_1), a indutância cai drasticamente, ocorrendo um grande pulso de corrente que atinge seu valor máximo no instante t_2 . Neste instante a tensão v possui valor nulo. Entre t_1 e t_2 , portanto, toda energia armazenada no campo

elétrico do capacitor é convertida em energia de campo magnético do indutor. A partir de t_2 o campo magnético entra em colapso carregando o capacitor com polaridade oposta.

No instante t_3 o fluxo retorna ao valor de $j\omega L$, a corrente cessa e o capacitor se encontra totalmente carregado com a polaridade oposta. Sob a influência deste potencial negativo o fluxo decresce, passa pelo zero e passa a crescer com polaridade oposta até que, no instante t_4 o núcleo se torna totalmente saturado "negativamente". Um pulso de corrente então flui e a tensão é novamente revertida em polaridade, repetindo-se o processo.

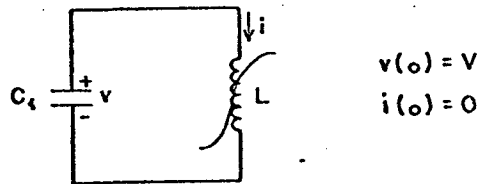


Fig.5.a: Circuito ferro-ressonante LC série.

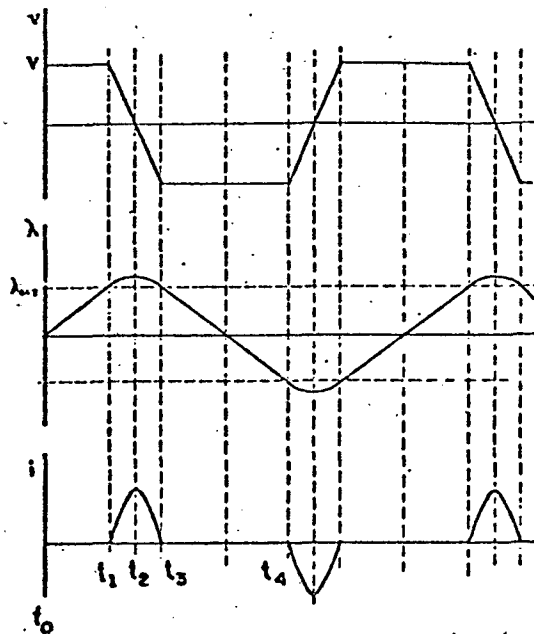


Fig. 5.b: Tensões, fluxos e correntes em ferro-ressonância.

Observe-se que o período saturado está delimitado pelos instantes t_1 e t_3 da figura 5.b. Neste período, conforme foi visto, são produzidos os picos de corrente absorvida pelo núcleo saturado do TP. Já o período não-saturado corresponde ao intervalo compreendido entre os instantes t_3 e t_4 , quando então são produzidas as sobreensões. São estas as duas solicitações destrutivas a que fica submetido o equipamento envolvido na ferro-ressonância.

As perdas são supridas pela energia que o sistema fornece através dos capacitores dos disjuntores abertos.

2.3. Modelo Matemático Proposto

2.3.1. Aplicações do modelo

O modelo é aplicável em problemas onde estão presentes os efeitos de não-linearidades do tipo saturação no núcleo de transformadores. Tais problemas normalmente ocorrem em manobras de energização e desenergização de transformadores ou de conjunto transformador e linha de transmissão.

Alguns casos típicos, de configuração facilmente reconhecível:

(a) no desligamento geral de subestações de alta tensão, como descrito em 2.2.

Um diagrama unifilar de sistema em condições suscetíveis à ferro-ressonância é apresentado na figura 6:

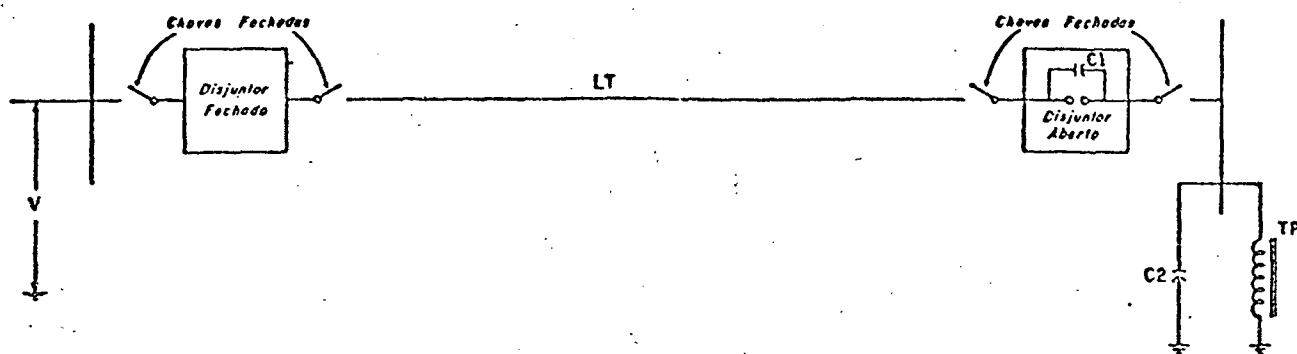


Figura 6 : Diagrama unifilar de sistema reunindo condições de ferro-ressonância.

(b) na energização de transformadores de distribuição com compensação série, como apresentado em [22] e [24] .

(c) ao ser desligado do sistema de potência um conjunto linha de transmissão e transformador. O conjunto linha e transformador pode entrar em ferro-ressonância devido ao acoplamento capacitivo com linha energizada em paralelo [5] .

(d) em rejeições de carga ou energizações em sistemas de transmissão radiais em EHV [9] , [15] .

Nestes casos geralmente o secundário do transformador está em vazio.

O circuito equivalente monofásico proposto e que contém os elementos essenciais para caracterizar a ferro-ressonância é apresentado na figura 7:

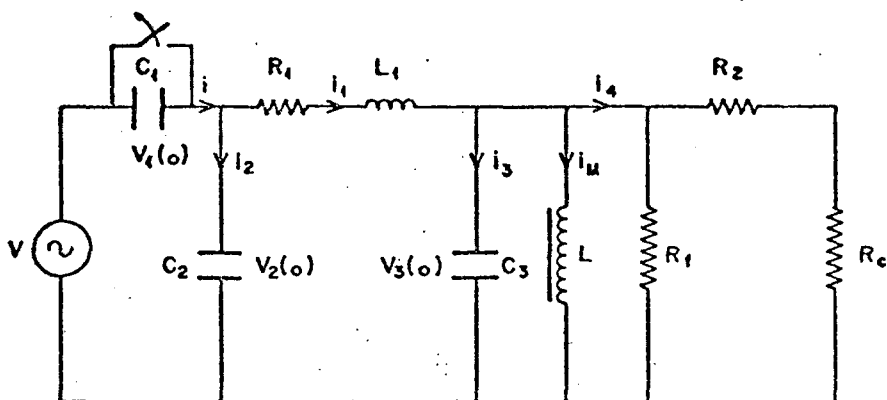


Figura 7 : Circuito equivalente para ferro-ressonância dos casos (a), (b), (c) e (d).

Este circuito equivalente representa o fenômeno do caso (a) e, admitindo-se alguma simplificação, pode representar os casos (b), (c) e (d) também.

2.3.2. Elementos representados e simplificações feitas:

$L = 1/f(\lambda)$ - Indutância saturável. A saturação é representada pela característica estática $\lambda x i_M$ descrita por dois ou mais segmentos de reta ou por um polinômio;

R_1 - resistência representando perdas no enrolamento de alta no transformador, nos casos (a) e (b);

- resistência série da linha de transmissão, nos casos (c) e (d);

R_f - resistência representando perdas por histerese e correntes parasitas no núcleo. Pode ser substituída por R , que é R_f em paralelo com a série R_2 e R_c , onde:

R_2 = resistência do enrolamento secundário do transformador.

R_c = carga resistiva no secundário do transformador.

L_1 - indutância de dispersão do transformador nos casos (a) e (b). Poderá ser desprezada no caso (a), conforme comentário do item 3.4;

- indutância da linha de transmissão nos casos (c) e (d);

C_1 - capacitância das câmaras dos disjuntores, no caso (a);

- compensação série do caso (b);

- acoplamento capacitivo entre linhas em paralelo, no caso (c);

- fazer $C_1 = \infty$ no caso (d);

C_2 - capacitância à terra dos equipamentos e barramentos, concentrada no lado de alta do transformador, nos casos (a) e (b);

- metade da capacitância paralela da linha de transmissão, nos casos (c) e (d);

C_3 - parte da capacitância do enrolamento de alta do transformador. Pode ser representada em C_2 , nos casos (a) e (b);

- fazer $C_3 = C_2$ nos casos (c) e (d);

v - fonte senoidal representando a tensão de alimentação fase-terra.

O modelo proposto é de parâmetros concentrados porque as frequências de interesse são relativamente baixas.

O modelo é monofásico porque o sistema dos casos (a), (b), (c) ou (d) geralmente pode ser reduzido a um circuito monofásico. Em especial, para o caso (a), que será analisado no restante deste trabalho, a representação monofásica é adequada porque:

- o sistema de alta tensão é ligado em estrela aterrada;
- os transformadores de potencial são unidades monofásicas ligadas em estrela aterrada na AT e BT;
- as capacitâncias de acoplamento entre as fases do barramento não são significativas diante da capacitância total das câmaras dos disjuntores na subestação ou diante da capacitância própria do barramento à terra.

2.3.3 - Equações

O modelo conduz a uma equação diferencial de 4ª ordem. Do circuito equivalente da figura 7:

$$i = i_1 + i_2 \quad (1)$$

$$i_1 = i_M + i_3 + i_4 \quad (2)$$

$$v = \frac{1}{C_1} \int_0^t i \, dt + v_1(0) + \frac{1}{C_2} \int_0^t i_2 \, dt + v_2(0) \quad (3)$$

$$\frac{1}{C_2} \int_0^t i_2 \, dt + v_2(0) = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + L_M \frac{di_M}{dt} \quad (4)$$

$$L \frac{di_M}{dt} = Ri_4 \quad (5)$$

$$Ri_4 = \frac{1}{C_3} \int_0^t i_3 dt + V_3(0) \quad (6)$$

Em (4) e (5):

$$L = 1/f(\lambda) = \frac{d\lambda}{di_M} \quad (7)$$

$$i_M = g(\lambda) \quad (8)$$

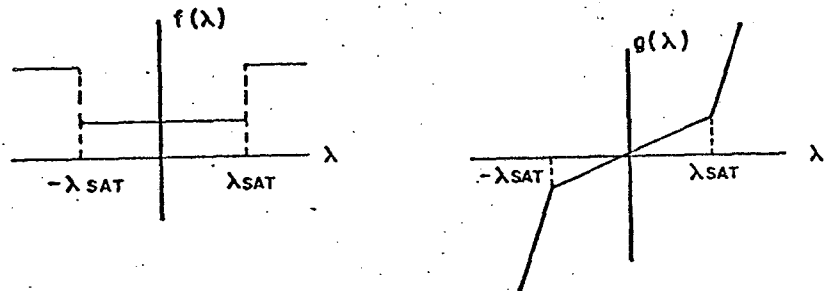


Fig. 8: Equações (7) e (8)

Uma escolha natural para as variáveis de estado no sistema da figura 7, com indutor não-linear é:

- fluxo λ no indutor
- $\frac{d\lambda}{dt}$, tensão no ramo magnetizante. Esta tensão é também uma saída deste sistema.

$$-\frac{d^2\lambda}{dt^2}$$

$$-\frac{d^3\lambda}{dt^3}$$

Por (1) - (8) obtém-se a equação diferencial

não-linear de quarta ordem:

$$\begin{aligned}
& \left(\frac{C_1}{C_1+C_2} \right) \frac{dv}{dt} - \left(\frac{1}{C_1+C_2} \right) g(\lambda) - \\
& - \left[\frac{1}{R(C_1+C_2)} + R_1 f(\lambda) \right] \frac{d\lambda}{dt} - \\
& - \left[\frac{C_3}{C_1+C_2} + \frac{R_1}{R} + L_1 f(\lambda) + 1 \right] \frac{d^2\lambda}{dt^2} - \\
& - \left(R_1 C_3 + \frac{L_1}{R} \right) \frac{d^3\lambda}{dt^3} - L_1 C_3 \frac{d^4\lambda}{dt^4} = 0 \quad (9)
\end{aligned}$$

Expressando (9) em termos da corrente de magnetização i_M definida por (8) e da indutância não-linear L definida por (7), tem-se:

$$\begin{aligned}
& \left(\frac{C_1}{C_1+C_2} \right) \frac{dv}{dt} - \left(\frac{1}{C_1+C_2} \right) i_M - \left[\frac{L}{R(C_1+C_2)} + R_1 \right] \frac{di_M}{dt} - \\
& - \left(\frac{C_3 L}{C_1+C_2} + \frac{R_1}{R} L + L_1 + L \right) \frac{d^2 i_M}{dt^2} - \left(R_1 C_3 L + \frac{L_1 L}{R} \right) \frac{d^3 i_M}{dt^3} - \\
& - L_1 C_3 L \frac{d^4 i_M}{dt^4} = 0 \quad (10)
\end{aligned}$$

Em (9), fazendo $C_3 = 0$:

$$\begin{aligned}
& \left(\frac{C_1}{C_1+C_2} \right) \frac{dv}{dt} - \frac{1}{C_1+C_2} g(\lambda) - \left[\frac{1}{R(C_1+C_2)} + R_1 f(\lambda) \right] \frac{d\lambda}{dt} - \\
& - \left[\frac{R_1}{R} + L_1 f(\lambda) + 1 \right] \frac{d^2\lambda}{dt^2} - \frac{L_1}{R} \frac{d^3\lambda}{dt^3} = 0 \quad (11)
\end{aligned}$$

Em (9), fazendo $C_3 = 0$ e $L_1 = 0$:

$$\left(\frac{C_1}{C_1+C_2}\right) \frac{dv}{dt} - \frac{1}{C_1+C_2} g(\lambda) - \left[\frac{1}{R(C_1+C_2)} + R_1 f(\lambda)\right] \frac{d\lambda}{dt} - \left(\frac{R_1}{R} + 1\right) \frac{d^2\lambda}{dt^2} = 0 \quad (12)$$

A equação (9), junto com (7) e (8), descreve o modelo de 4.^a ordem.

A equação (11), junto com (7) e (8), descreve o modelo de 3.^a ordem.

A equação (12), junto com (7) e (8), descreve o modelo de 2.^a ordem.

2.3.4. Considerações sobre a saturação

A característica de saturação de transformadores pode ser representada por polinômios da forma:

$$i_M = a_1 \lambda + a_n \lambda^n \quad (13)$$

Este polinômio é obtido a partir de características como a da figura 4, valores $V_{ef} \times i_{ef}$ fornecidos pelo fabricante do transformador. Primeiramente a característica $V_{ef} \times i_{ef}$ deve ser convertida em valores instantâneos de fluxo e corrente, λ e i_M . A seguir, pelo método dos mínimos quadrados, se pode ajustar o polinômio de grau n , $i_M = g(\lambda)$.

Na conversão de $V_{ef} \times i_{ef}$ em $\lambda \times i_M$, apresentada no apêndice 1, é usado o método apresentado por Dommel [16] e programado na rotina CONVERT do EMTP [17].

Para o conjunto de pontos (λ, i_M) tabulados,

o grau $n = 9$ apresentou boa regularidade no cálculo das diferenças progressivas. O objetivo é achar os coeficientes a_1, a_n da equação (13) tais que a curva seja a mais próxima possível dos pontos tabulados. Como critério, vai-se procurar a_1 e a_n que minimizem a soma dos quadrados dos resíduos (diferenças entre os pontos dados e a curva). É o método dos mínimos quadrados [18].

Do sistema normal de Gauss se obtém a_1 e a_n :

$$\begin{cases} a_1 \Sigma \lambda + a_n \Sigma \lambda^n = \Sigma i_M \\ a_1 \Sigma \lambda^2 + a_n \Sigma \lambda^{n+1} = \Sigma i_M \lambda \end{cases} \quad (14)$$

E a equação (13) fica:

$$i_M = 0,000006 \lambda + 4,661345 \times 10^{-28} \lambda^9 \quad (15)$$

Quanto à posição do ramo saturável no circuito equivalente, observa-se que o equivalente T ou estrela tem sido usado para representar transformadores de 2 ou 3 enrolamentos com o ramo de magnetização não-linear frequentemente ligado no centro da estrela [17], [19].

O ramo magnetizante, através do qual circula a corrente de excitação, deve ser conectado em um ponto onde a tensão seja proporcional ao fluxo do núcleo. Entretanto, é indicado por Dommel [34] e resultados experimentais de Dick-Watson [20] conduziram à conclusão que a tensão no enrolamento mais interno, próximo do núcleo, é a mais proporcional ao fluxo do núcleo. Na referência [20] esta constatação é feita através de comparação entre valores de indutância saturada medida no transformador, calculada no equivalente estrela usual e calculada num equivalente estrela

modificado. O equivalente estrela modificado foi determinado pela simplificação de um modelo elétrico complexo, obtido através de um circuito magnético de transformador. A modificação consistiu em deslocar o ramo saturável para o terminal do enrolamento terciário (o mais interno) no modelo estrela usual. Através deste equivalente estrela modificado foi conseguida uma boa representação do comportamento do transformador.

No caso do TP em estudo, onde o enrolamento mais interno é o de alta, o circuito equivalente seria o da figura 9.

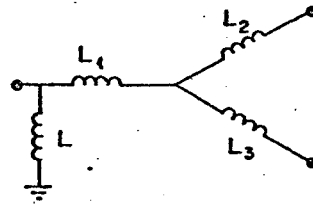


Fig. 9: Equivalente estrela modificado

Circuitos analisados:

- Circuito estrela modificado com a saturação representada no terminal de alta: como o transformador está praticamente em vazio, a reatância de dispersão não tem influência na caracterização das ferro-ressonâncias ocorridas. No modelo do item 2.3.3 fez-se $L_1 = 0$, o que forneceu bons resultados.

Pode-se constatar que, mesmo nas simulações de chaveamento de cargas para amortecimento da ferro-ressonância, o modelo com $L_1 = 0$ dá bons resultados qualitativos.

- Circuito estrela modificado com a saturação

representada no terminal de baixa: a resposta do equivalente não foi satisfatória nos casos em que o sistema entra em ferro-ressonância.

2.3.5. Considerações sobre as condições iniciais

O conjunto de condições iniciais depende das condições de operação antes da manobra que vai ser representada. Geralmente se parte de um regime senoidal, sendo então $\lambda(0)$, $e(0) = \left. \frac{d\lambda}{dt} \right|_0$, $\left. \frac{de}{dt} \right|_0$, $\left. \frac{d^2e}{dt^2} \right|_0$ determinados unicamente para manobras de desenergização.

Quando a manobra é uma energização, deve-se considerar a aleatoriedade do instante de fechamento dos contatos. Tratando-se de transformadores, considera-se ainda o fluxo remanente no núcleo do transformador.

Nos casos de desenergização de subestações de 230 KV pela abertura do último disjuntor ainda fechado, a corrente a ser interrompida tem valores máximos instantâneos em torno de 0,20 ampères. Quando a manobra é uma abertura de disjuntor, deve-se observar que disjuntores de grande capacidade de interrupção têm a propriedade de interromper correntes relativamente pequenas em instantes antes do zero natural de corrente [21]. Em vista do exposto é então válido, nestes casos, analisar a abertura do disjuntor para qualquer instante de tempo.

Duas condições iniciais extremas são:

- Quando a tensão do sistema atrás de C_1 está no máximo, a energia armazenada no barramento será máxima ($1/2 C_2 V^2 = 53 \text{ J}$, para os parâmetros típicos $C_2 = 3000 \text{ pF}$ e $V = 188 \text{ kV}$). Nessas condições o "desligamento" da barra fará com que as capacitâncias descarreguem sobre o TP, levando o circuito à ferro-ressonância.

- Quando a tensão do sistema está em torno do zero e a corrente é máxima, a energia do campo magnético do TP é substancialmente menor ($1/2 L i_M^2 = 1/2 \lambda i_M = 0,9 \text{ J}$ para $\lambda = 498 \text{ v x s}$ e $i_M = 3,6 \times 10^{-3} \text{ A}$). Neste caso não ocorre ferro-ressonância.

As duas condições iniciais conduzem a respostas qualitativamente diferentes para os parâmetros do sistema em estudo. Ambas as respostas já foram registradas no sistema real.

2.3.6 - Consideração sobre o sistema em p.u.

Embora o cálculo possa ser feito em termos de ohms, volts, ampères, segundos, etc., o uso de valores por unidade simplificará o tratamento analítico a ser desenvolvido. No circuito em análise, onde as potências em jogo são de poucos quilowatts, as capacitâncias são da ordem de pico-farads, as indutâncias de até dezenas de milhares de henrys, tensões em quilovolts e correntes em miliampères, este sistema em p.u. pode favorecer a precisão em simulação analógica.

Como valores base serão escolhidos:

- Indutância base [9] : valor tal que torne o coeficiente $a_1 = 1$ na equação (13).

$$\text{Indutância base} = \frac{1}{a_1} = 181818,18182 \text{ henrys}$$

- Tensão base: será o valor instantâneo máximo $230 \sqrt{2} / \sqrt{3}$ KV, que é escolha usual para estudos de transitórios em sistema de 230 KV.

- Frequência base: 60 Hz

Com estes valores fixados, os outros valores base serão:

- impedância base: 68543839,75 ohms

- corrente base : 0,00274 ampères

- potência base : 514,55614 watts

- fluxo base : 498,13962 volts x segundos

- capacitância base : $3,86991 \times 10^{-11}$ farads

A equação (15) fica:

$$i_M = \lambda + 0,32131 \lambda^9 \quad (16)$$

Deve-se observar que esta representação da saturação por polinômio é válida dentro da faixa de variação de fluxo esperada para os casos em análise. Na zona altamente saturada a reatância também pode ser representada por um valor constante de reatância de núcleo a ar do transformador [23] .

CAPÍTULO 3

ANÁLISE DO MODELO

3.1. Introdução

Será analisada a equação de 2.^a ordem, destacando-se os parâmetros que afetam o amortecimento e a frequência das oscilações. Em função da indutância saturada/não-saturada são de terminadas duas soluções sub-amortecidas para os parâmetros típicos. Duas respostas de naturezas diferentes podem ser obtidas: uma que é determinada pela solução do circuito linear não-saturado, e outra que é função da não-linearidade (solução ferro-ressonante).

A escolha do modelo de ordem 2 é justificada pelos polos do circuito linear.

A estabilidade da ferro-ressonância é determinada pelo método das funções descritivas incrementais.

3.2. Representação do sistema de 2.^a ordem

Consideremos o sistema das equações (7) e (12), contendo o elemento não-linear descrito por (16). Este sistema pode ser representado pelo diagrama de blocos da figura 10.

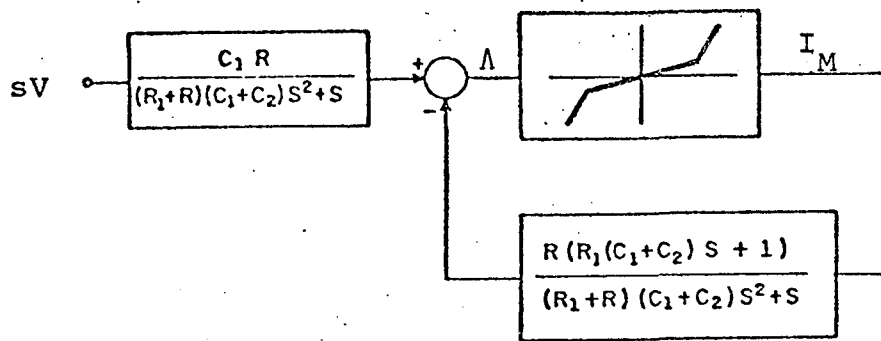


Fig. 10: Sistema de 2.^a ordem.

Pelas equações (7) e (12), expressas no domínio frequência:

$$\left(\frac{C_1}{C_1+C_2}\right) sV - \left(\frac{1}{C_1+C_2}\right) I_M - \left[\left(\frac{1}{R(C_1+C_2)} + \frac{R_1}{L}\right) s + \left(\frac{R_1}{R} + 1\right) s^2 \right] \Lambda = 0 \quad (17)$$

ou

$$\Lambda = \frac{C_1 R}{(R_1+R)(C_1+C_2)s^2+s} sV - \frac{R[R_1(C_1+C_2)s+1]}{(R_1+R)(C_1+C_2)s^2+s} I_M \quad (18)$$

que é representação do sistema de controle não-linear mostrada na figura 10.

A característica fundamental deste sistema é o ganho não-linear $\frac{1}{L}$ que pode ser representado por um polinômio ou por uma função linear por partes. O sistema tem um grande ganho para grandes sinais de erro Λ e um pequeno ganho para os pequenos Λ .

3.3. Solução do sistema linear

O sistema em análise tem uma tensão de excitação $v = V_{\max} \cos wt$.

No diagrama de blocos da figura 10 é representado um sistema forçado por um sinal $-wV_{\max} \sin wt$. As variáveis de estado λ e E são determinadas por:

$$E = s \lambda = -w^2 V_{\max} \frac{s}{s^2 + w^2} \frac{L C_1 R}{L(R_1 + R)(C_1 + C_2)s^2 + [L + R R_1(C_1 + C_2)]s + R} \quad (19)$$

Considerando-se:

$$L = L_M \quad \text{para } \lambda < \lambda_{\text{sat}} \quad (20.a)$$

$$L = L_S \quad \text{para } \lambda \geq \lambda_{\text{sat}} \quad (20.b)$$

$$L_M \gg L_S \quad (20.c)$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace, e com as condições iniciais $\lambda(0)$ e $e(0)$, a tensão $e(t)$ pode ser calculada por:

$$e(t) = \frac{-w^2 V_{\max} C_1 R}{(R_1 + R)(C_1 + C_2)} \left[\frac{1}{\sqrt{c}} \sin(wt + \theta_1) + \frac{1}{b} \sqrt{\frac{a^2 + b^2}{c}} e^{-at} \sin(bt + \theta_2) \right] + \\ [2a\lambda(0) + e(0)] \frac{\sqrt{a^2 + b^2}}{b} e^{-at} \sin(bt + \theta_3) + \frac{a^2 + b^2}{b} \lambda(0) e^{-at} \cos(bt + \theta_4) \quad (21)$$

onde:

$$a = \frac{L + R_1 R (C_1 + C_2)}{2L(R_1 + R)(C_1 + C_2)} \quad (22)$$

$$b = \frac{\sqrt{-R_1^2 R^2 (C_1 + C_2)^2 - L^2 - 2LR_1 R(C_1 + C_2) + 4LR(R_1 + R)(C_1 + C_2)}}{2L(R_1 + R)(C_1 + C_2)} \quad (23)$$

$$c = (2aw)^2 + (a^2 + b^2 - w^2)^2 \quad (24)$$

$$\vartheta_1 = \frac{\pi}{2} - \text{arc tg} \frac{2aw}{a^2 + b^2 + w^2} \quad (25)$$

$$\vartheta_2 = \text{arc tg} \left(\frac{b}{-a} \right) + \text{arc tg} \frac{2ab}{a^2 - b^2 + w^2} \quad (26)$$

$$\vartheta_3 = \text{arc tg} \left(\frac{b}{-a} \right) \quad (27)$$

$$\vartheta_4 = \text{arc tg} \frac{a^2 - b^2}{2ab} \quad (28)$$

Observações:

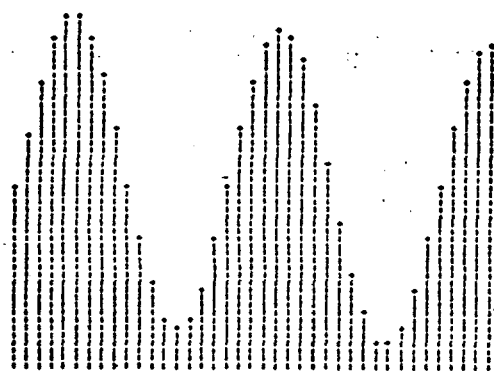
Nos casos das subestações de 230 kV examinadas verifica-se que, dentre os parâmetros, R é muito alto. Assim as expressões para o amortecimento e frequência de oscilação ficam:

$$a \approx \frac{R_1}{2L} \quad (29.a)$$

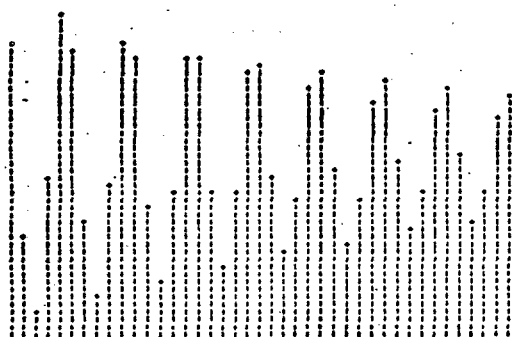
$$b \approx \sqrt{\frac{1}{L(C_1 + C_2)} - \frac{R_1^2}{4L^2}} \quad (29.b)$$

No trecho não-saturado L é alto e o amortecimento é quase nulo. No trecho saturado (de grandes correntes) L é baixo e R₁ tem função importante no amortecimento.

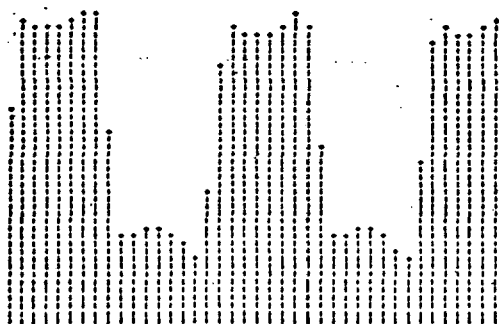
Quanto à frequência de oscilação, podem ser observadas na figura 11 as soluções não-saturada e saturada, junto da onda de tensão e(t) em ferro-ressonância em 60 Hz. Para subestações como Areia e C. Mourão foi calculado que, além da frequência fundamental, a solução não-saturada tem uma frequência de cerca de 10 Hz e a solução saturada tem uma frequência de quase 180 Hz.



Tensão $e(t)$
Sistema linear
não-saturado



Tensão $e(t)$
Sistema linear
saturado



Tensão $e(t)$
Sistema
não-linear

Fig. 11 - Solução do sistema linear e não-linear

3.4. Comentários sobre modelo de ordem mais alta

As equações (7) e (11), que descrevem o modelo de 3.^a ordem, podem ser expressas no domínio frequência por:

$$E = sA = -w^2 V_{\max} \frac{s}{s^2 + w^2} \frac{L C_1 R}{L L_1 (C_1 + C_2) s^3 + [L(R_1 + R)(C_1 + C_2) + L_1 R(C_1 + C_2)] s^2 + [L + R R_1 (C_1 + C_2)] s + R} \quad (30)$$

Comparando (30) com (19) verifica-se que, para os parâmetros típicos, o efeito de L_1 no modelo de 3.^a ordem é introduzir um polo muito à esquerda dos demais. Logo o parâmetro L_1 não é relevante na determinação das soluções.

3.5. Análise da estabilidade do sistema não-linear por funções descritivas incrementais

Embora o método de funções descritivas seja uma das aproximações mais usadas no estudo das oscilações forçadas, algumas vezes este método não consegue dar uma indicação da existência das oscilações.

Passa-se então a admitir que a entrada consiste de duas componentes harmônicas e a função descritiva resultante será dependente da fase.

Nas referências [26] , [18] , [9] é introduzido o

conceito de função descritiva incremental ou função descritiva de duas entradas. Este método é limitado a sistemas possuindo, na realimentação, elementos com características de filtro passa-baixa após a não-linearidade. É esta não-linearidade que introduz as harmônicas.

Vai-se supor que o sinal na entrada da não-linearidade é senoidal e com duas frequências:

$$\lambda = a \cos (wt + \phi) + b \cos mwt \quad (31)$$

A função descritiva incremental é definida [26] como a relação de amplitude, numa dada frequência, dos sinais de entrada e saída na não-linearidade. Logo é função de a , b , ϕ e m .

No caso da não-linearidade $g(\lambda)$, um polinômio de grau $n = 9$, o traçado da função descritiva no plano complexo é determinado por uma família de círculos.

A função descritiva incremental da não-linearidade

$$i_M = \lambda + a_n \lambda^n$$

é apresentada na referência [27]:

$$K(\lambda, \phi) = A + B e^{j 2\phi} \quad (32)$$

onde:

$$A = 1 + \frac{n! a_n \lambda^{n-1}}{2^{n-1} \left(\frac{n-1}{2}\right)!^2} \quad (33)$$

$$B = \frac{n! \left(\frac{n-1}{n+1}\right) a_n \lambda^{n-1}}{2^{n-1} \left(\frac{n-1}{2}\right)!^2} \quad (34)$$

O lugar geométrico de $\pm 1/K(\lambda, \theta)$, que interessa na análise de estabilidade, é uma família de círculos.

$$\text{O círculo tem raio} = \frac{B}{B^2 - A^2} \quad (35)$$

$$\text{e centro} = \frac{A}{B^2 - A^2} \quad (36)$$

Se o lugar geométrico de $-1/K$ intercepta a característica do sistema linear, então quando o sistema for submetido a um distúrbio, a saída crescerá até um valor limite.

Parâmetros da ocorrência de ferro-ressonância em 60 Hz:

$$R_1 = 1,853 \times 10^{-4} \quad C_1 = 103,362 \quad w = 1$$

$$R = 1,503 \quad C_2 = 77,521 \quad n = 9$$

$$a_9 = 0,321$$

O diagrama no plano complexo fornece informação quanto à estabilidade da solução. Se uma solução ressonante existe, então pode ser determinada pela intersecção da característica da não-linearidade com o diagrama de Nyquist do sistema linear.

C A P Í T U L O 4

SOLUÇÕES PARA O PROBLEMA DE FERRO-RESSONÂNCIA SUSTENTADA

4.1. Introdução

Dentre as soluções adequadas para eliminar a ferro-ressonância provocada pela interação de transformadores de potencial com disjuntores em subestações de alta tensão, encontram-se:

- supressão da alimentação
- inserção de carga resistiva
- inserção de carga reativa
- redução de alimentação, por modificações em características de disjuntores
- saída da região de ressonância por modificação nas características do TP
- curto-circuito momentâneo no secundário do TP
- resistor não-linear para limitar sobretensões
- inserção de carga resistiva, controlada pelo nível de fluxo
- ligação de um enrolamento em delta

A seguir serão examinadas estas medidas quando aplicadas a uma subestação do tipo da apresentada na descrição da ocorrência, no capítulo 2.

4.2. Supressão da alimentação

A supressão da alimentação é mais facilmente obtida pela abertura das chaves seccionadoras das linhas. Esta medida leva a tensão do circuito a uma resposta oscilatória amortecida. A dependência frequência-amplitude pode ser observada: a amplitude cresce e a frequência também.

Na equação (12) com $C_1 = 0$

$$\left(\frac{R_1}{R} + 1\right) \frac{d^2 \lambda}{dt^2} + \left[\frac{1}{RC_2} + R_1 f(\lambda)\right] \frac{d \lambda}{dt} + \frac{g(\lambda)}{C_2} = 0 \quad (37)$$

A tensão está mostrada na figura 13.

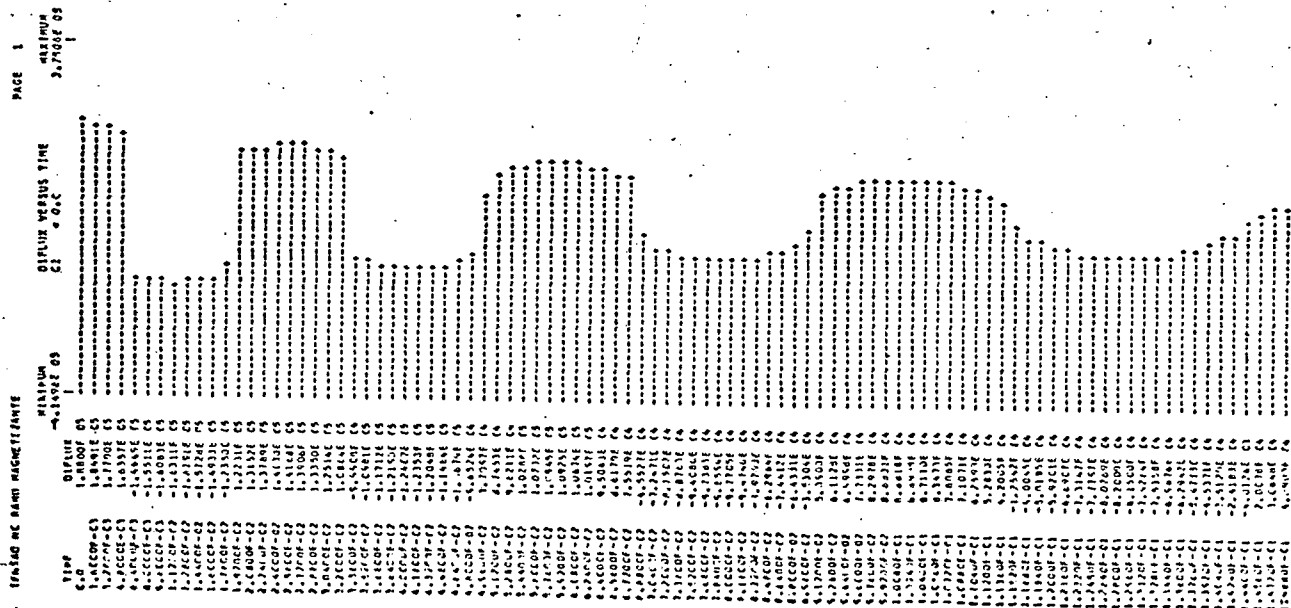


Fig. 13: Abertura das seccionadoras.

É uma medida efetiva, como se observa nos oscilogramas, mas que complica os procedimentos operativos, já que depende

de intervenção manual.

4.3. Inserção de carga resistiva

A carga resistiva a ser inserida deve ser tal que:

- atenda aos limites de carregamento do TP (limite de precisão ou limite térmico);
- elimine as sobretensões sustentadas na ferro-ressonância de frequência fundamental, ou elimine os picos de corrente de magnetização na ferro-ressonância sub-harmônica.

Uma solução prática no dimensionamento do resistor foi a padronização, em todas as subestações, de um valor de resistência determinado pelo caso mais crítico de ferro-ressonância.

Verificou-se inicialmente que com resistores conectados permanentemente, de valor ôhmico determinado pelo carregamento limite de precisão, o sistema pode entrar e permanecer em ferro-ressonância.

Para a ferro-ressonância ser sustentada precisa haver suficiente transferência de potência do sistema de 230 KV para suprir as perdas [28].

No caso em análise, de alimentação por fonte capacitiva, pelo circuito da figura 7:

$$i = C_1 \frac{d}{dt} (v - v_2) \quad (38)$$

$$\text{Potência instantânea suprida} = V_2 i \quad (39)$$

V_2 é uma onda aproximadamente quadrada, que re-
presentada em série de Fourier resulta:

$$V_2 = \sum A_n \cos nwt \quad , n = 1, 3, 5, \text{ etc} \quad (40)$$

$$v = \text{tensão do sistema} = V_{\max} \cos(wt + \alpha) \quad (41)$$

$$i = C_1 \frac{d}{dt} \left[V_{\max} \cos(wt + \alpha) - \sum A_n \cos nwt \right] \quad (42)$$

$$= C_1 \left[\sum nw A_n \text{sen} nwt - wV_{\max} \text{sen}(wt + \alpha) \right] \quad (43)$$

$$\text{Potência instantânea} = C_1 \sum A_n \cos nwt \left[\sum nw A_n \text{sen} nwt - wV_{\max} \text{sen}(wt + \alpha) \right]$$

$$\text{Potência média transferida: } \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \text{potência instantânea} \cdot dt \quad (44)$$

Como:

$$\int_0^{2\pi} \cos nwt \text{sen} nwt \, dt = 0$$

$$\int_0^{2\pi} \cos^2 wt \, dt = \pi$$

a expressão da potência média, que é transferida
na frequência fundamental, fica:

$$\text{Potência média transferida} = - \frac{1}{2} C_1 A_1 w V_{\max} \text{sen} \alpha \quad (45)$$

Na Subestação em análise, onde os parâmetros são:

$$C_1 = 4000 \text{ pF}$$

$$A_1 = \frac{4}{\pi} \times 293,5 \text{ KV} \quad (293,5 \text{ KV é valor instantâneo médio, medido em oscilogramas de ferro-ressonância.)$$

$$V_{\max} = 188 \text{ KV}$$

$$W = 377$$

$\alpha \approx -140^\circ$ (valor aproximado, medido nos oscilogramas)

Potência média transferida ≈ 34050 watts

Verifica-se que num regime sustentado, sob uma tensão média (onda quadrada) de 293,5 KV e com a resistência de 1 ohm em cada secundário, seriam absorvidos em média 43071 watts.

Esta resistência conseguiu amortecer as oscilações ferro-ressonantes, conforme ilustra a figura 14.

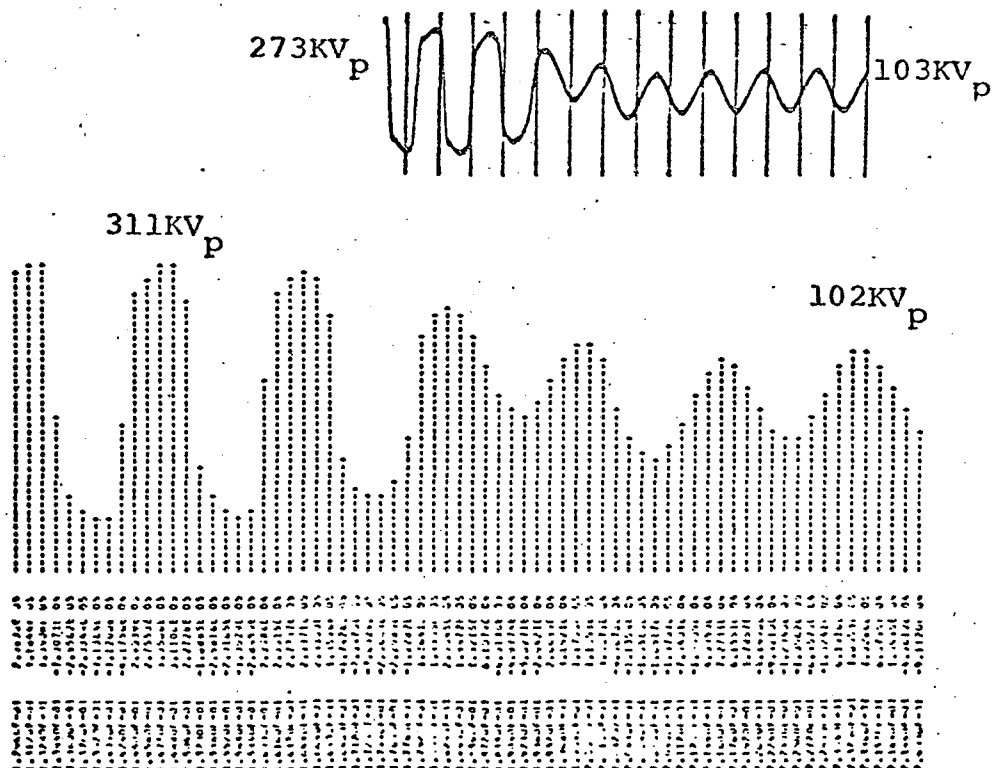


Fig. 14: Resistores de 1 ohm.

Com resistências de 0,8 ohm a absorção seria de 53839 watts e também ocorreu amortecimento das oscilações.

Com resistências de 1,25 ohms a absorção seria de

34457 watts médios e não conseguiu amortecer a ferro-ressonância.

O resistor poderia ser conectado ao TP apenas quando da abertura de todos os disjuntores ligados à barra. Nestas condições a tensão aplicada ao TP de barra da subestação será igual ou menor que 60% da tensão nominal (percentagem determinada pelo divisor capacitivo constituído por C_1 e C_2). Com um limite térmico de 3000 VA em cada secundário, e sob uma tensão nominal de 66,4 volts, a corrente nominal vale 45,18 ampères. Logo, a resistência de carga deverá ser igual ou maior que 0,88 ohms para tensão de $0,60 \times 66,4$ volts e corrente nominal.

A solução proposta então consiste na inserção automática de resistores no secundário do TP de barra nas circunstâncias propícias ao surgimento da ferro-ressonância, quando da abertura de todos os disjuntores ligados à barra. A inserção dos resistores será feita através de contatos auxiliares dos disjuntores, contatos do tipo normalmente fechados e conectados em série no circuito auxiliar do disjuntor.

A figura 15 mostra um diagrama simplificado.

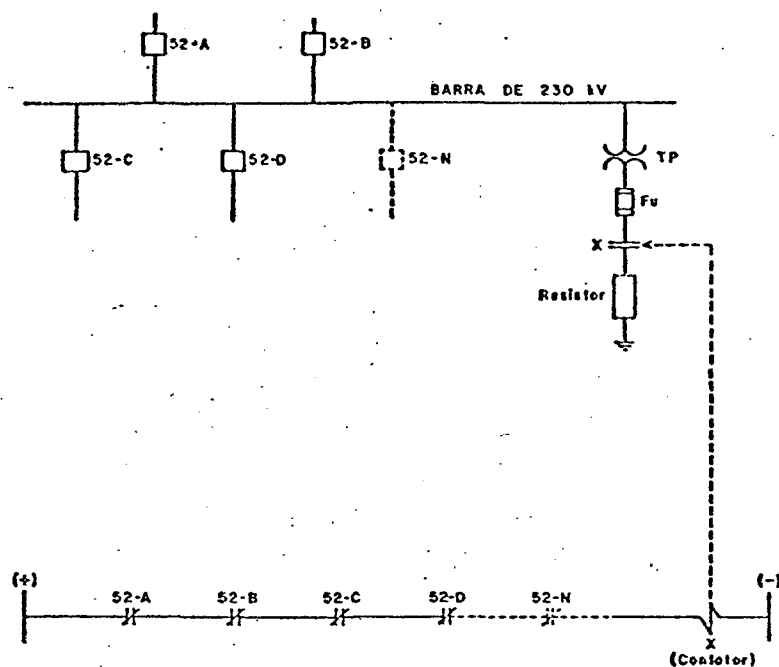


Fig. 15: Diagrama da solução proposta

4.4. Inserção de carga reativa

Foi verificado através do modelo que cargas capacitivas ou indutivas limitadas pelos 400 VA de precisão não seriam efetivas para amortecer as oscilações.

4.5. Redução de alimentação, por modificação no disjuntor

Constatou-se, através de simulação, que seria necessário reduzir de 10 vezes o valor do capacitor de equalização de potencial entre câmaras de interrupção para se conseguir sair da ferro-ressonância em 60 Hz.

4.6. Modificações nas características dos TPs

As modificações mais efetivas seriam:

- aumento da resistência do enrolamento primário: o valor teria de ser muito aumentado, prejudicando a precisão para medição.

- fluxo de saturação maior: esta alternativa está ligada diretamente ao tamanho (dimensão) do núcleo e, consequentemente, ao preço do transformador.

- mudança na curva de saturação: com uma não-linearidade menos acentuada, isto é, na prática com uma corrente de magnetização nominal maior seria evitada a ferro-ressonância.

4.7. e 4.8. Curto-circuito momentâneo ou uso de um resistor não-linear

Estas medidas não são efetivas para amortecer oscilações de natureza sustentada.

No caso do curto-circuito, quando de sua extinção poderiam ser excitadas novamente as sobretensões.

No caso de resistor não-linear, poderia se conseguir somente um nível de sobretensões mais baixo.

4.9. Inserção, controlada por fluxo, de carga resistiva

A solução seria a inserção de carga resistiva somente quando o núcleo atingisse determinado nível de saturação. Com isto, uma resistência de pequeno valor ôhmico conectada em paralelo no secundário poderia compensar o crescimento do ganho variável $f(\lambda)$ quando é atingido um fluxo maior. Como o TP só atinge

saturação sob nível alto de fluxo, seu desempenho em medição e proteção não seria normalmente prejudicado.

4.10. Ligação de um secundário em delta

Esta ligação faria com que as harmônicas múltiplas de 3 circulassem no enrolamento em triângulo. Pode ser uma alternativa em alguns casos [5] .

4.11. Conclusão

Da análise das soluções propostas para o problema concluímos que:

- a solução do tipo descrito no item 4.2 pode ser empregada quando for constatado o problema e enquanto se aguarda uma solução definitiva.

- as soluções dos itens 4.5 e 4.6 requerem modificações em projeto ou no critério de aplicação de disjuntores e transformadores de potencial em conjunto.

- as soluções 4.7 e 4.8 não conseguem suprimir definitivamente o fenômeno sustentado.

- a melhor solução é a do item 4.3 , inserção de cargas resistivas, dada sua simplicidade e automatismo.

- a inserção de reatores ou cargas no lado de alta tensão dos TPs não foi considerada solução econômica.

- a utilização de DCPs (dispositivos capacitivos de potencial) nos barramentos pode evitar a ferro-ressonância. Mas os transformadores de potencial indutivos têm melhor resposta transitória, para aplicação em proteção, que os DCPs.

C A P Í T U L O 5

SIMULAÇÃO DIGITAL

5.1. Introdução

Neste capítulo será apresentada a simulação de manobras de abertura de disjuntores, as quais conduzem às condições propícias ao aparecimento da ferro-ressonância. A simulação foi feita por meio de equações programadas no CSMP [29] .

5.2. Hípotheses Básicas de Cálculo

- A característica não-linear do TP pode ser representada por uma função que relaciona λ e i_M através de dois segmentos de reta ou através de um polinômio $i_M = g(\lambda)$. A validade desta representação é para estados altamente saturados, isto é, em ferro-ressonâncias com elevadas correntes,

- A reatância de dispersão do TP é desprezável. As perdas por histerese, por correntes parasitas e perdas nos enrolamentos são consideradas.

- As cargas (oscilógrafo, relés, etc) no secundário do TP podem ser desprezadas. A única carga considerável é a resistência para amortecimento das oscilações.

- O sistema de 230 KV é representado por uma fonte

senoidal. Como impedância da fonte é representada a capacitância série dos disjuntores abertos.

- O acoplamento entre fases não é considerado.

5.3. Casos Simulados

- Chaveamento que leva à ferro-ressonância em 60 Hz em C.Mourão, seguido da inserção de resistores de amortecimento, sem contudo conseguir a eliminação da ferro-ressonância. (figuras 16 e 17)

- Chaveamento que leva à ferro-ressonância em 60 Hz em C.Mourão, seguido da inserção de resistores que conseguem eliminar as sobretensões. (figura 18)

- Chaveamento que não causa a ferro-ressonância: reprodução de ocorrência em C. Mourão. (figura 19)

- Chaveamento que conduz à ferro-ressonância sustentada em 60 Hz: reprodução de ocorrência em Xanxerê. (figura 20)

- Chaveamento que leva à ferro-ressonância em 20 Hz: reprodução de ocorrência em S.Osório e em C.Mourão. (figuras 21,22 e 23)

5.4. Programa para simulação de manobra de "desenergização" da barra, manobra que pode levar à ferro-ressonância

Em termos do fluxo a equação (12) fica:

$$\frac{d^2 \lambda}{dt^2} = \left[C_1 \frac{dv}{dt} - \left(\frac{1}{R} + \frac{R_1 (C_1 + C_2)}{L} \right) \frac{d\lambda}{dt} - g(\lambda) \right] \frac{R}{(R_1 + R)(C_1 + C_2)} \quad (46)$$

com L definido em (20.a,b,c).

que está programada no apêndice 2.

O programa pode fornecer tensão e corrente em qualquer ramo do circuito da figura 7, bem como potência instantânea suprida pelo sistema de 230 KV. Assim:

- VA - Tensão de alimentação
- V2 - Tensão no terminal do primário do transformador
- DIFLUX - Tensão no ramo magnetizante
- FLUX - Fluxo no transformador
- I - Corrente injetada pelo sistema de alta tensão
- I_1 - Corrente no enrolamento primário do transformador
- I_2 - Corrente capacitiva na subestação
- I_M - Corrente de magnetização
- P - Potência instantânea suprida pelo sistema de alta tensão

O programa determina as condições iniciais automaticamente, partindo de um regime senoidal. As condições iniciais $e_{(0)}$ e $\lambda_{(0)}$ são calculadas como a parte real dos fasores E e λ . Supõe-se que o transformador opere no trecho linear da saturação durante o regime senoidal inicial.

Para simular a manobra, o instante de abertura do disjuntor é fornecido pela constante TCHAV. O defasamento da tensão no início da simulação é fixado pela constante ALFA. O significado de cada dado de entrada está nos cartões comentário da listagem, no apêndice 2.

5.5. Resultados das simulações

Nas páginas seguintes são apresentados elementos de interesse para simulação, gráficos e oscilogramas de cada caso.

5.6. Comentários sobre as simulações

- A simulação de 6 casos selecionados entre ocorrências de ferro-ressonância evidenciou que o modelo reproduz as principais características do sistema real.

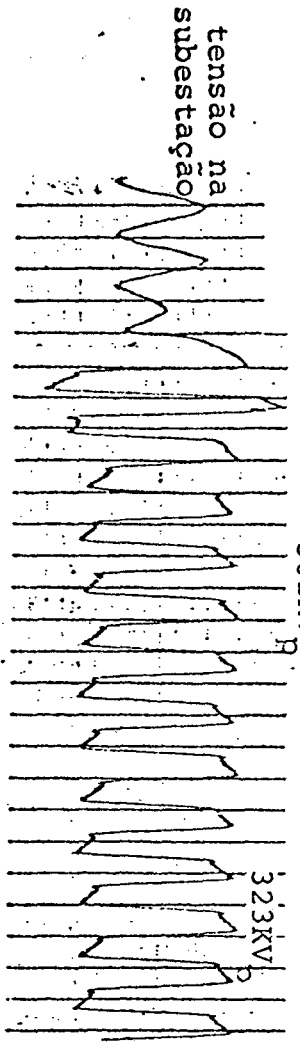
- Estudos paramétricos são facilitados pela opção PARAM do CSMP. O estudo de sensibilidade pode indicar o nível de precisão a ser esperado e identificar os parâmetros do modelo que precisam de maiores investigações.

- Observação sobre instabilidade de soluções numéricas: na simulação com o modelo de 3ª ordem do capítulo 2 foram necessários intervalos de integração muito pequenos para evitar instabilidades numéricas. O modelo base, de 2ª ordem, passa a ser de 3ª ordem ao ser incluída a representação da indutância de dispersão L_1 . Ocorre que a indutância L_1 não pode ser considerada um parâmetro relevante nestes casos, conforme foi demonstrado no capítulo 3. Este tipo de instabilidade numérica, que ocorre quando a resposta do sistema tem um polo muito distante dos demais, é apresentado em [30] .

Identificador	Valor	Unidade
1.0000-01	1.0000	01
1.0000-02	1.0000	02
1.0000-03	1.0000	03
1.0000-04	1.0000	04
1.0000-05	1.0000	05
1.0000-06	1.0000	06
1.0000-07	1.0000	07
1.0000-08	1.0000	08
1.0000-09	1.0000	09
1.0000-10	1.0000	10
1.0000-11	1.0000	11
1.0000-12	1.0000	12
1.0000-13	1.0000	13
1.0000-14	1.0000	14
1.0000-15	1.0000	15
1.0000-16	1.0000	16
1.0000-17	1.0000	17
1.0000-18	1.0000	18
1.0000-19	1.0000	19
1.0000-20	1.0000	20
1.0000-21	1.0000	21
1.0000-22	1.0000	22
1.0000-23	1.0000	23
1.0000-24	1.0000	24
1.0000-25	1.0000	25
1.0000-26	1.0000	26
1.0000-27	1.0000	27
1.0000-28	1.0000	28
1.0000-29	1.0000	29
1.0000-30	1.0000	30
1.0000-31	1.0000	31
1.0000-32	1.0000	32
1.0000-33	1.0000	33
1.0000-34	1.0000	34
1.0000-35	1.0000	35
1.0000-36	1.0000	36
1.0000-37	1.0000	37
1.0000-38	1.0000	38
1.0000-39	1.0000	39
1.0000-40	1.0000	40
1.0000-41	1.0000	41
1.0000-42	1.0000	42
1.0000-43	1.0000	43
1.0000-44	1.0000	44
1.0000-45	1.0000	45
1.0000-46	1.0000	46
1.0000-47	1.0000	47
1.0000-48	1.0000	48
1.0000-49	1.0000	49
1.0000-50	1.0000	50
1.0000-51	1.0000	51
1.0000-52	1.0000	52
1.0000-53	1.0000	53
1.0000-54	1.0000	54
1.0000-55	1.0000	55
1.0000-56	1.0000	56
1.0000-57	1.0000	57
1.0000-58	1.0000	58
1.0000-59	1.0000	59
1.0000-60	1.0000	60
1.0000-61	1.0000	61
1.0000-62	1.0000	62
1.0000-63	1.0000	63
1.0000-64	1.0000	64
1.0000-65	1.0000	65
1.0000-66	1.0000	66
1.0000-67	1.0000	67
1.0000-68	1.0000	68
1.0000-69	1.0000	69
1.0000-70	1.0000	70
1.0000-71	1.0000	71
1.0000-72	1.0000	72
1.0000-73	1.0000	73
1.0000-74	1.0000	74
1.0000-75	1.0000	75
1.0000-76	1.0000	76
1.0000-77	1.0000	77
1.0000-78	1.0000	78
1.0000-79	1.0000	79
1.0000-80	1.0000	80
1.0000-81	1.0000	81
1.0000-82	1.0000	82
1.0000-83	1.0000	83
1.0000-84	1.0000	84
1.0000-85	1.0000	85
1.0000-86	1.0000	86
1.0000-87	1.0000	87
1.0000-88	1.0000	88
1.0000-89	1.0000	89
1.0000-90	1.0000	90
1.0000-91	1.0000	91
1.0000-92	1.0000	92
1.0000-93	1.0000	93
1.0000-94	1.0000	94
1.0000-95	1.0000	95
1.0000-96	1.0000	96
1.0000-97	1.0000	97
1.0000-98	1.0000	98
1.0000-99	1.0000	99
1.0000-100	1.0000	100

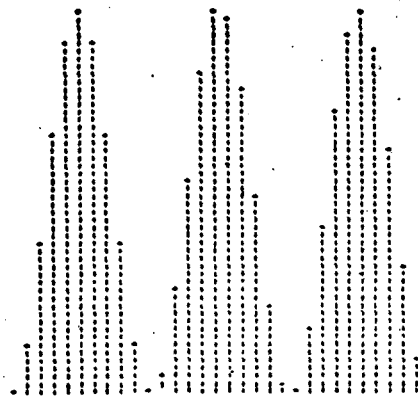
514KV p

362KVp

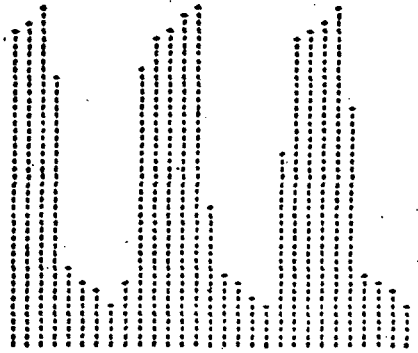


$C_1 = 4000 \text{ pF}$
 $C_2 = 3000 \text{ pF}$

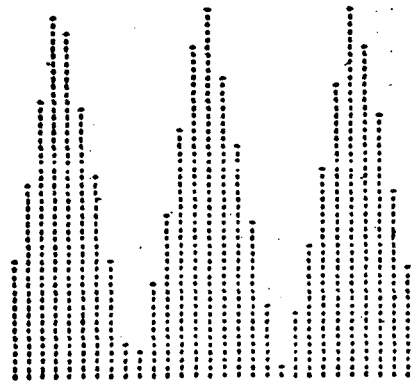
Fig. 16: Inserção de resistores de 1,25 ohms.



Tensão de alimentação



Tensão



Fluxo

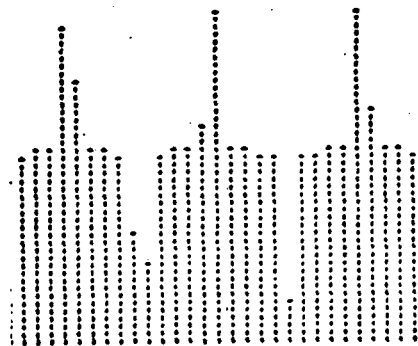
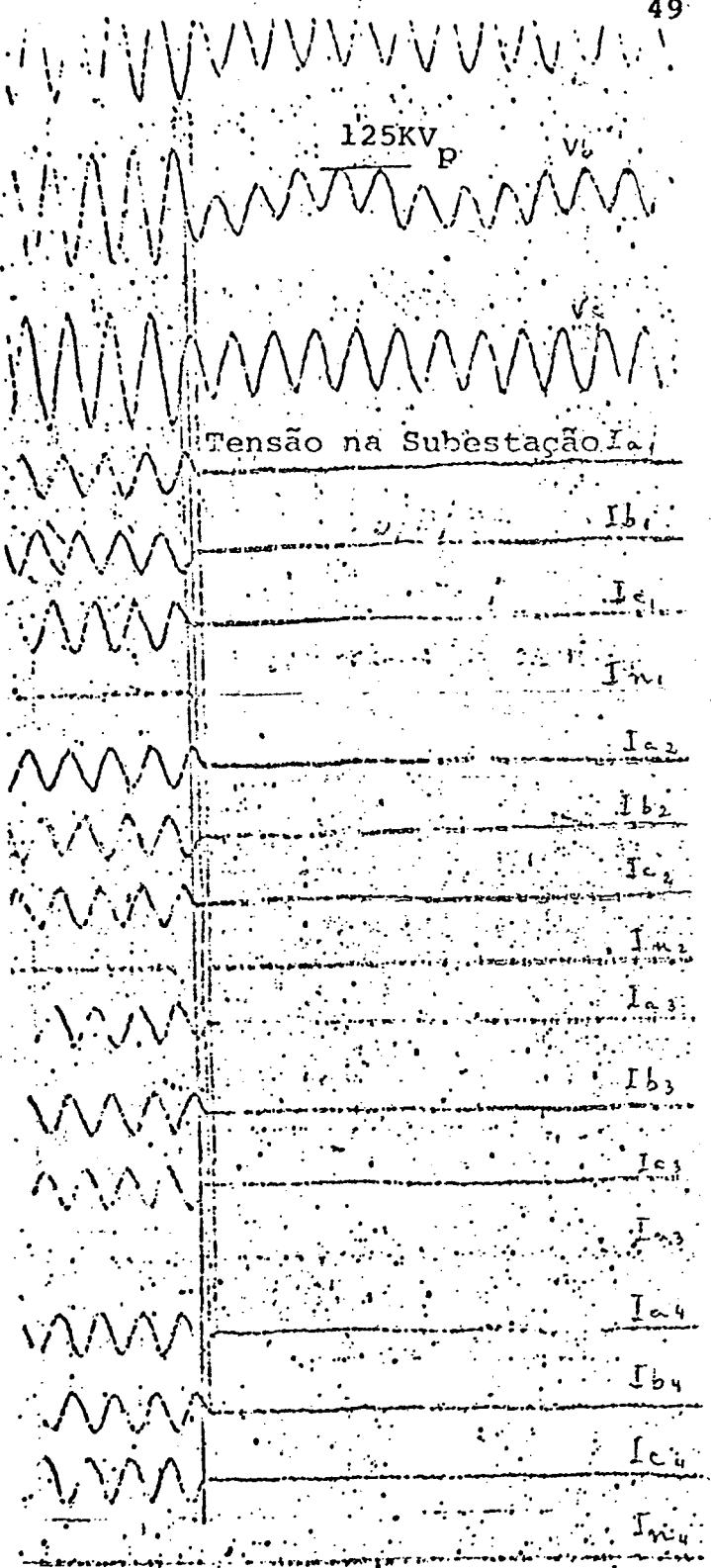
Corrente de
Magnetização

Fig.17: Tensão de alimentação, tensão no ramo magnetizante, fluxo e corrente de magnetização na ferro-resonância sustentada com resistor de 1,25 ohms.

TABLE WITH 3 COLUMNS: TIME, VOLTAGE, CURRENT

117 KV P

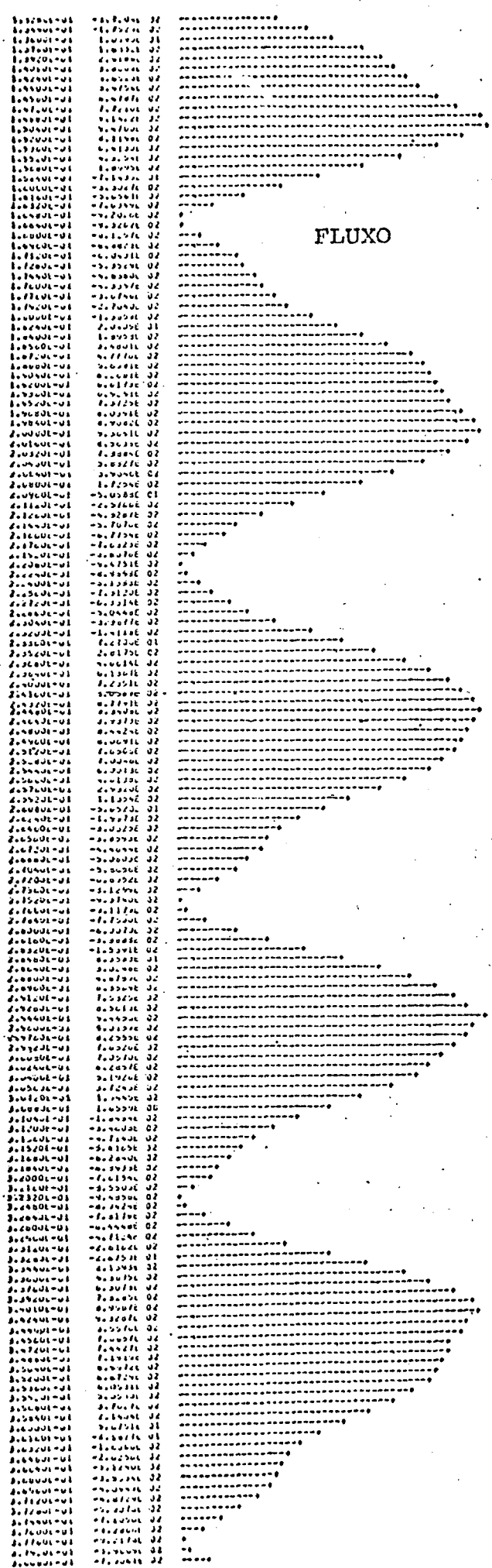


Corrente nas 4 linhas

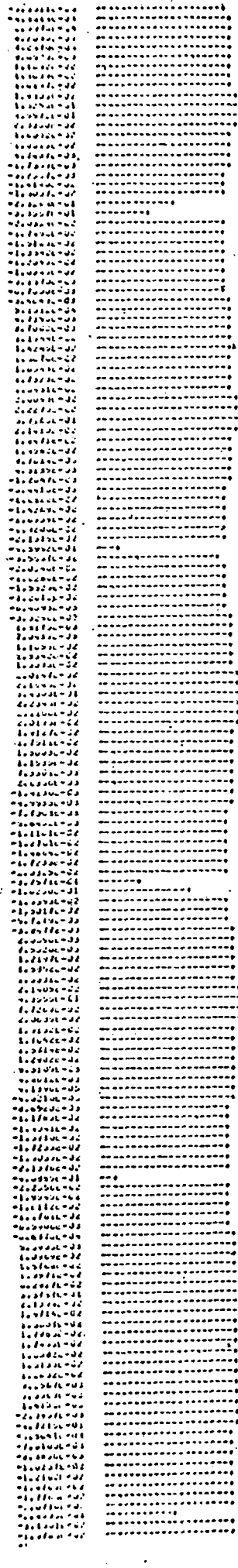
C₁ = 4000 pF

C₂ = 3000 pF

Fig. 19 : Chaveamento sem ferro-ressonância. Condição inicial diferente da apresentada na figura 16.



FLUXO



CORRENTE

$C_1 = 1000 \text{ pF}$
 $C_2 = 4500 \text{ pF}$

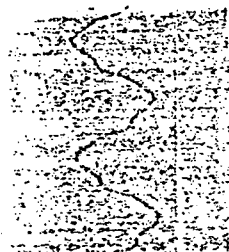
Fig. 22: Ferro-resonância em 20 Hz

Tensão na
subestação

TABLE 1

TABLE 2

Time	Value	Unit
1.4700-01	9.1544	CA
1.4800-01	8.1743	CA
1.4900-01	5.4711	CA
1.5000-01	1.4123	CA
1.5100-01	-2.4444	CA
1.5200-01	-6.3636	CA
1.5300-01	-9.2323	CA
1.5400-01	-11.9556	CA
1.5500-01	-14.5222	CA
1.5600-01	-16.9333	CA
1.5700-01	-19.1889	CA
1.5800-01	-21.2889	CA
1.5900-01	-23.2333	CA
1.6000-01	-25.0222	CA
1.6100-01	-26.6556	CA
1.6200-01	-28.1333	CA
1.6300-01	-29.4556	CA
1.6400-01	-30.6222	CA
1.6500-01	-31.6333	CA
1.6600-01	-32.4889	CA
1.6700-01	-33.1889	CA
1.6800-01	-33.7333	CA
1.6900-01	-34.1222	CA
1.7000-01	-34.3556	CA
1.7100-01	-34.4333	CA
1.7200-01	-34.3556	CA
1.7300-01	-34.1222	CA
1.7400-01	-33.7333	CA
1.7500-01	-33.1889	CA
1.7600-01	-32.4889	CA
1.7700-01	-31.6333	CA
1.7800-01	-30.6222	CA
1.7900-01	-29.4556	CA
1.8000-01	-28.1333	CA
1.8100-01	-26.6556	CA
1.8200-01	-25.0222	CA
1.8300-01	-23.2333	CA
1.8400-01	-21.2889	CA
1.8500-01	-19.1889	CA
1.8600-01	-16.9333	CA
1.8700-01	-14.5222	CA
1.8800-01	-11.9556	CA
1.8900-01	-9.2323	CA
1.9000-01	-6.3636	CA
1.9100-01	-3.4444	CA
1.9200-01	-0.4778	CA
1.9300-01	2.5222	CA
1.9400-01	5.5556	CA
1.9500-01	8.5778	CA
1.9600-01	11.5889	CA
1.9700-01	14.5889	CA
1.9800-01	17.5778	CA
1.9900-01	20.5556	CA
2.0000-01	23.5222	CA
2.0100-01	26.4778	CA
2.0200-01	29.4222	CA
2.0300-01	32.3556	CA
2.0400-01	35.2778	CA
2.0500-01	38.1889	CA
2.0600-01	41.0889	CA
2.0700-01	43.9778	CA
2.0800-01	46.8556	CA
2.0900-01	49.7222	CA
2.1000-01	52.5778	CA
2.1100-01	55.4222	CA
2.1200-01	58.2556	CA
2.1300-01	61.0778	CA
2.1400-01	63.8889	CA
2.1500-01	66.6889	CA
2.1600-01	69.4778	CA
2.1700-01	72.2556	CA
2.1800-01	75.0222	CA
2.1900-01	77.7778	CA
2.2000-01	80.5222	CA
2.2100-01	83.2556	CA
2.2200-01	85.9778	CA
2.2300-01	88.6889	CA
2.2400-01	91.3889	CA
2.2500-01	94.0778	CA
2.2600-01	96.7556	CA
2.2700-01	99.4222	CA
2.2800-01	102.0778	CA
2.2900-01	104.7222	CA
2.3000-01	107.3556	CA
2.3100-01	110.0	CA
2.3200-01	112.6222	CA
2.3300-01	115.2333	CA
2.3400-01	117.8333	CA
2.3500-01	120.4222	CA
2.3600-01	123.0	CA
2.3700-01	125.5778	CA
2.3800-01	128.1556	CA
2.3900-01	130.7222	CA
2.4000-01	133.2778	CA
2.4100-01	135.8222	CA
2.4200-01	138.3556	CA
2.4300-01	140.8778	CA
2.4400-01	143.3889	CA
2.4500-01	145.8889	CA
2.4600-01	148.3778	CA
2.4700-01	150.8556	CA
2.4800-01	153.3222	CA
2.4900-01	155.7778	CA
2.5000-01	158.2222	CA



$C_1 = 1000 \text{ pF}$
 $C_2 = 3000 \text{ pF}$

Fig. 23: Ferro-ressonância em 20 Hz.

C A P Í T U L O 6

TESTES

6.1. Testes para determinação de parâmetros necessários à simulação

O modelo que descreve o problema de ferro-ressonância envolvendo transformadores de potencial foi apresentado no capítulo 2.

Os parâmetros necessários à simulação do circuito equivalente da figura 7 são:

V_{\max} - tensão de operação do sistema.

C_1 - capacitor que fica em paralelo com as câmaras de extinção do arco no disjuntor. O valor de capacitância pode ser encontrado junto aos testes de recepção do equipamento ou pode ser medido.

C_2 - capacitância à terra, representativa da capacitância dos barramentos e equipamentos da subestação, incluindo o transformador de potencial.

A capacitância dos barramentos pode ser calculada através da geometria de condutores e tor

res [36] .

Valores típicos de capacitâncias de equipamentos como seccionadoras, disjuntores, transformadores de medida, etc. são encontrados na bibliografia [2] .

R_1 ; L_1 ; C_3 (parcela de C_2); L ; R_f ; R_2 - são parâmetros relativos ao transformador de potencial.

Os transformadores de potencial são do tipo indutivo, ligados a um sistema de 230 KV. Têm um enrolamento primário (alta tensão) e dois secundários (baixa tensão).

Suas características são:

potência térmica do primário - 6000 VA

potência térmica de cada um dos dois secundários - 3000 VA

relação de transformação - 1200/2000 e 1200/2000 : 1

ligação - estrela aterrada na alta e na baixa

Os parâmetros do modelo de transformador podem ser determinados pelos seguintes testes:

- teste de curto-circuito, que normalmente faz parte dos testes de recepção do equipamento;

- teste em vazio, que também faz parte dos testes de recepção do equipamento;

- teste para determinar a capacitância do enrolamento de alta tensão;

- teste de descarga através do TP, para determinar a característica de saturação.

6.1.1. Teste de curto-circuito

Os valores de resistência c.a. e indutância de dispersão dos enrolamentos podem ser determinados pelo teste de curto-circuito para transformadores. [31] , [32] , [34] , [35] .

6.1.2. Teste em vazio

Com o enrolamento de alta tensão em aberto é aplicada a tensão nominal ou próxima da nominal no secundário. Como a impedância série do transformador é bastante menor que a paralela, os valores fornecidos pelo wattímetro, voltímetro e amperímetro são suficientes para calcular a resistência R_f do ramo paralelo e também a reatância magnetizante L , se C_3 for pequeno.

$$R_f = \frac{V^2}{W} \quad (47)$$

$$I_R = \frac{V}{R_f} \quad (48)$$

$$\phi = \arccos \frac{I}{I_R} \quad (49)$$

$$I_x = I \sin \phi \quad (50)$$

$$L = \frac{1}{2\pi f} \frac{V}{I_x} \quad (51)$$

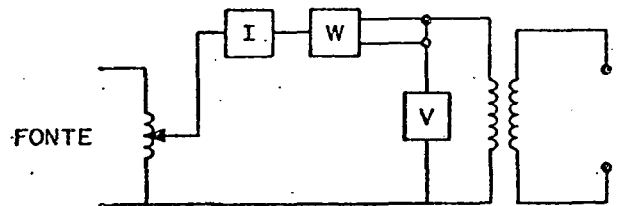


Fig. 24 : Teste em vazio

Através deste teste calculamos para R_f , resistência em paralelo representando perdas no ferro, um valor que é 2,8% da carga nominal do transformador.

Repetidos testes variando a tensão aplicada permitem determinar a característica de variação das perdas com a tensão. A variação é quase quadrática, isto é, o valor de R_f é um pouco dependente da tensão.

O teste em vazio em transformadores de potencial serve para fornecer o valor de R_f somente. É que este tipo de transformador apresenta uma grande capacitância do enrolamento de alta para terra, já que a relação de espiras é grande e não se pode desconsiderar a capacitância do grande número de espiras do lado de alta tensão. Durante as medições em torno do ponto de operação nominal foi constatado que a corrente inclui uma componente capacitiva maior que a componente indutiva do ramo magnetizante, isto é, o fator de potência do circuito é capacitivo e só deixará de sê-lo quando for atingida uma saturação maior. Nestes transformadores a capacitância do enrolamento de alta tensão representa quase 20% da carga nominal.

6.1.3. Teste para determinar a capacitância do enrolamento de alta tensão

Uma adaptação do teste em vazio para medir R_f , L e C_3 é apresentada em [38]. Consiste em se aplicar o teste em vazio em várias frequências em torno dos 60 Hz.

Se um valor arbitrário é escolhido para C_3 , o valor L pode ser calculado para cada conjunto de dados experimentais. Mede-se o fator de potência, $\cos \theta$. Tem-se:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{R_f (1/w - wC_3L)}{L} \quad (52)$$

Se o valor de C_3 não é correto, o valor de L varia com a frequência. O único valor de C_3 que faz L invariante com a frequência é o desejado.

A resistência R_f varia com a frequência, mas se pode representá-la pelo valor médio.

Outra maneira de medir capacitância de transformadores em geral é apresentada em [37].

6.1.4. Teste para determinação da curva de saturação do transformador de potencial [43].

Para estudos de ferro-ressonância é fundamental conhecer o comportamento não-linear da relação fluxoxcorrente de magnetização instantânea do transformador.

O procedimento adotado permite que se atinja o estado saturado sem danificar o TP e que se façam medições nesta situação [39].

É suficiente descarregar uma linha de 230 KV através do transformador de potencial. A descarga da energia armazenada na LT ($1/2 C_v^2$) é uma oscilação fortemente amortecida e de frequência bastante baixa, tal que o TP atinge um estado de saturação sem ser submetido a sobretensões. A referência [40] analisa os problemas de descarga, como elevação da temperatura, efeitos mecânicos nos enrolamentos do TP, etc.

Como é manobrada uma linha de alta tensão em vazio

predomina o efeito capacitivo e a abertura do disjuntor, no zero de corrente, ocorre num instante em que a tensão é máxima. É necessário oscilografar e e i simultaneamente.

A tensão foi monitorada no secundário do TP de barra e a corrente foi tomada em um relê de sobrecorrente da LT sob descarga, através de um plug de teste.

Tendo medido e e i , conforme oscilograma da figura 25, pode-se calcular o fluxo e a corrente de magnetização i_M na região saturada. Dependendo da precisão conseguida, pode-se traçar a curva $\lambda \times i_M$. Note-se que no início da descarga, quando a corrente começa a crescer rapidamente, é necessário tomar vários pontos próximos para se ter uma boa estimativa do joelho da curva. No oscilógrafo é necessário usar uma velocidade elevada do papel.

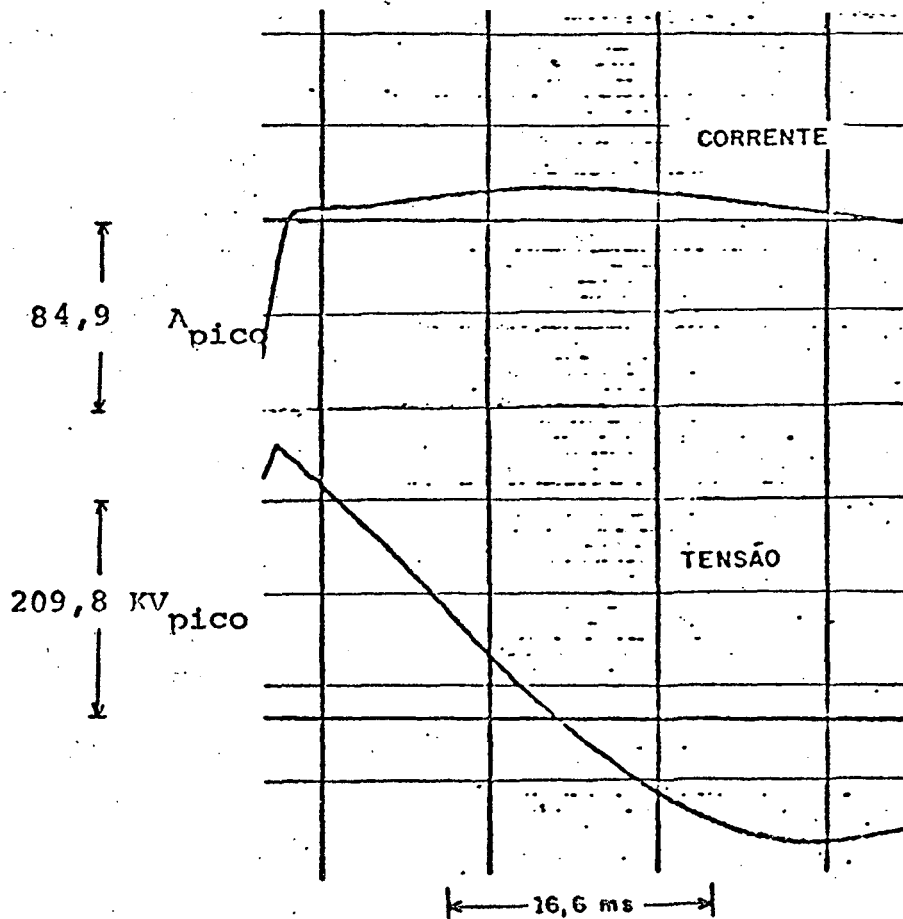


Fig. 25: Oscilograma de descarga de LT sobre o TP

Como a frequência de oscilação é bastante baixa, pode-se desprezar R e X da linha. Considera-se R_1 , resistência do enrolamento de AT, como a resistência cc do enrolamento a uma dada temperatura. As perdas do núcleo, que normalmente podem ser desprezadas, são representadas por uma resistência R_f em paralelo. A capacitância dos equipamentos e barramentos de 230 KV é representada por C_2 .

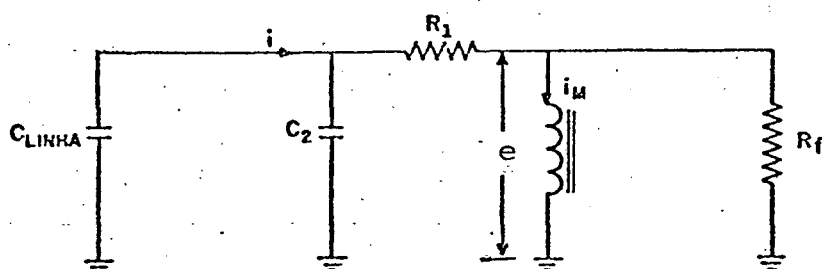


Fig. 26 : Circuito equivalente para descarga de LT sobre o TP.

Como a carga no secundário do TP é mínima, vamos admitir:

$$e = \frac{d\lambda}{dt}$$

$$\text{ou } \lambda = \int_{t_0}^t e dt + \lambda(t_0) \quad (53)$$

Do circuito equivalente da figura 26 tem-se:

$$C_2 R_1 \frac{di_M}{dt} + i_M = i - \frac{e}{R_f} - C_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_f}\right) \frac{de}{dt} \quad (54)$$

As equações (53) e (54) foram programadas para fornecer a indutância saturada em função dos valores de e e i oscilografados.

No apêndice 3 são apresentados um programa para cálculo da indutância saturada do TP e os resultados obtidos. A característica de saturação do transformador, calculada por este método, indicou uma indutância quase constante em estado saturado.

6.2. Testes para comprovar soluções estudadas para o problema

Um critério para examinar a validade das suposições feitas é verificar se o modelo é capaz de prever os efeitos de soluções com precisão tal que permita se tomar uma decisão. É importante que haja uma coincidência de resultados qualitativos previstos pelo modelo com o que acontece na realidade. Para verificar isto foram testadas em campo [43] as soluções encontradas pela análise.

O circuito supressor de ferro-ressonância, para testes de campo na SE Campo Mourão, constou basicamente da instalação de resistores com taps.

Os resistores passavam a ser inseridos no secundário do TP de barra, automaticamente pela ação do contator, quando se abrisse o último disjuntor que energizava a subestação.

Ao suprimir-se o fenômeno de ferro-ressonância a tensão remanescente na barra passava a ser da ordem de 60% do valor nominal. Este valor de tensão é ditado pelo divisor capacitivo formado pela capacitância dos disjuntores abertos e pela capacitância à terra, dos harramentos. Neste valor de tensão, a potência solicitada pelos resistores (e^2/R) fica bastante abaixo do limite

térmico dos TP's.

6.2.1. Objetivo dos testes

O objetivo dos testes foi o de comprovar a efi
cácia do método de supressão da ferro-ressonância e ainda o de de
terminar o valor mais adequado de resistência a ser inserido. Enten
de-se por valor mais adequado o valor de resistência capaz de amor
tecer as oscilações ressonantes, com que resultaria o mínimo viá
vel de carga imposta ao TP.

Para tanto, foram preparados resistores com
diversos taps calibrados em ohms, cobrindo uma faixa de 0,7 a 3,0
ohms, já que, por questões de limitações de corrente, a resistên
cia calculada não deveria ter valor inferior a 0,88 ohms, e o mode
lo do capítulo 2 previa uma resistência de 1,0 ohm no máximo.

6.2.2. Procedimentos efetuados no campo

A condição inicial para os testes foi a aber
tura de disjuntores de 230 KV na subestação de Campo Mourão, manuten
do-se a barra de 230 KV energizada apenas por um circuito.

Com os resistores no tap inicial de 0,8 ohms
comandou-se a abertura do disjuntor remanescente, com o que se cons
tatou início de ferro-ressonância seguida de imediata supressão, o
que pode ser observado no oscilograma da figura 27.

Repetindo-se o teste com os resistores ligados
no tap de 1,0 ohm houve também amortecimento das oscilações, embo
ra após um tempo maior, conforme apresentado no oscilograma da
figura 28.

Um terceiro e quarto testes, com valores de resistência de 1.5 e 1.25 ohms respectivamente, demonstraram a permanência de ferro-ressonância pelo tempo em que o disjuntor permaneceu aberto, num tempo máximo de 1,37 segundos. O oscilograma da figura 29 apresenta o resultado do teste com 1.25 ohms.

Em todos os testes o disjuntor de um circuito era fechado após um curto período de subestação "isolada", para evitar sobretensões nos equipamentos nos casos onde não houvesse eliminação de ferro-ressonância.

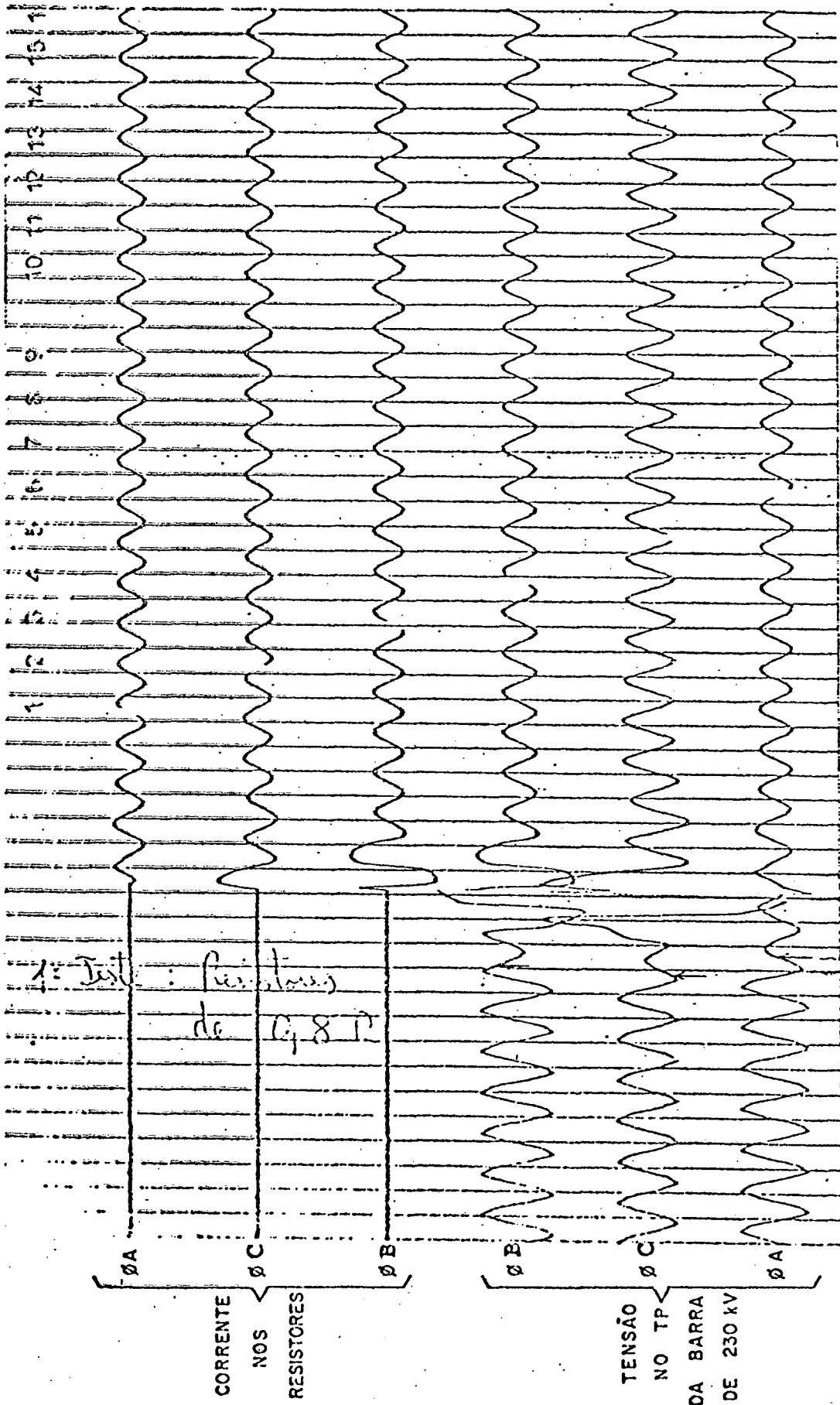
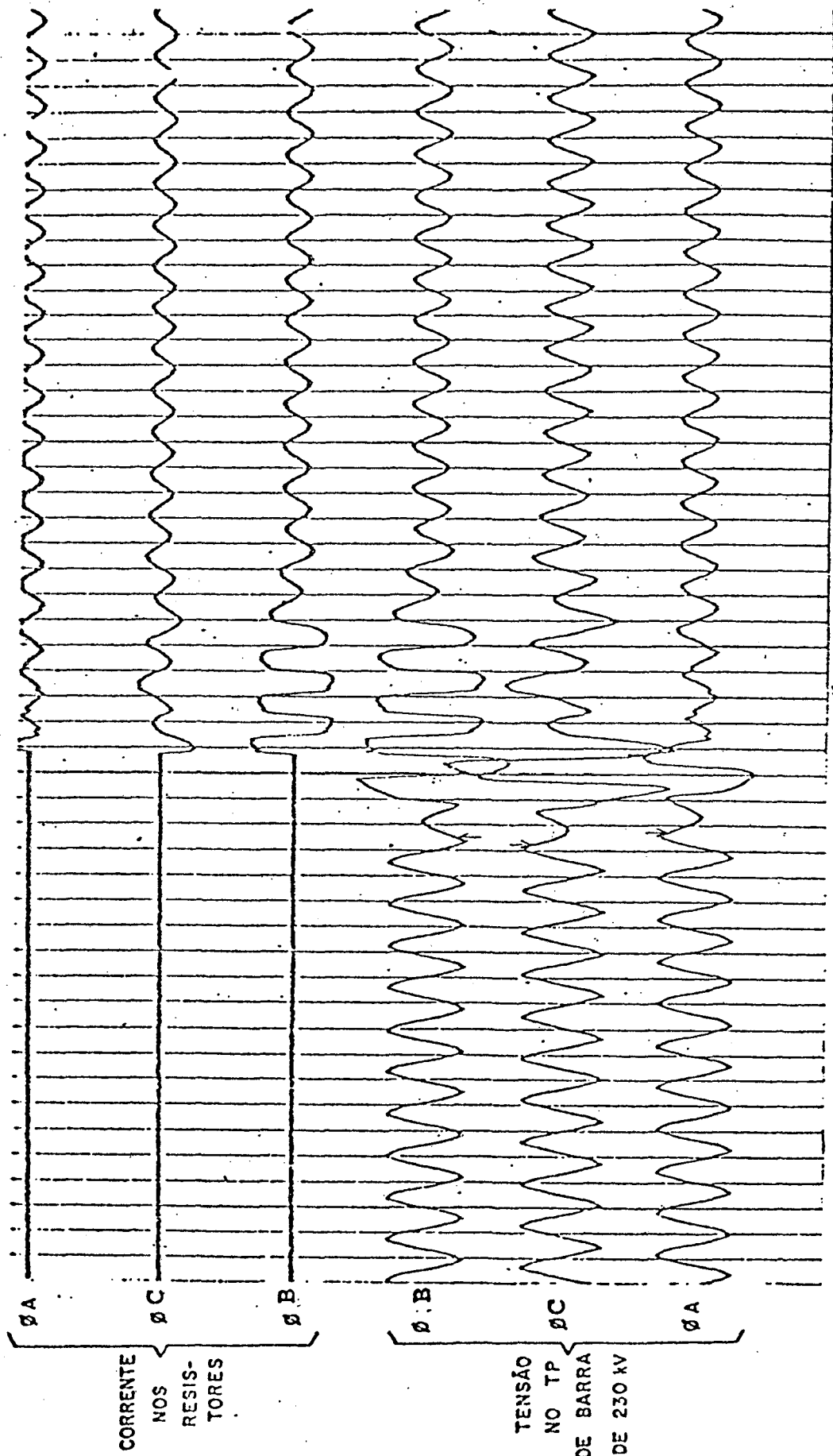


Fig. 27 : Início de ferro-ressonância-inserção de resistores de 0,8 ohms - supressão da ferro-ressonância.



ABERTURA DO DISJUNTOR

Fig. 28: Início de ferro-ressonância - inserção de resistores de 1 ohm - supressão da ferro-ressonância.

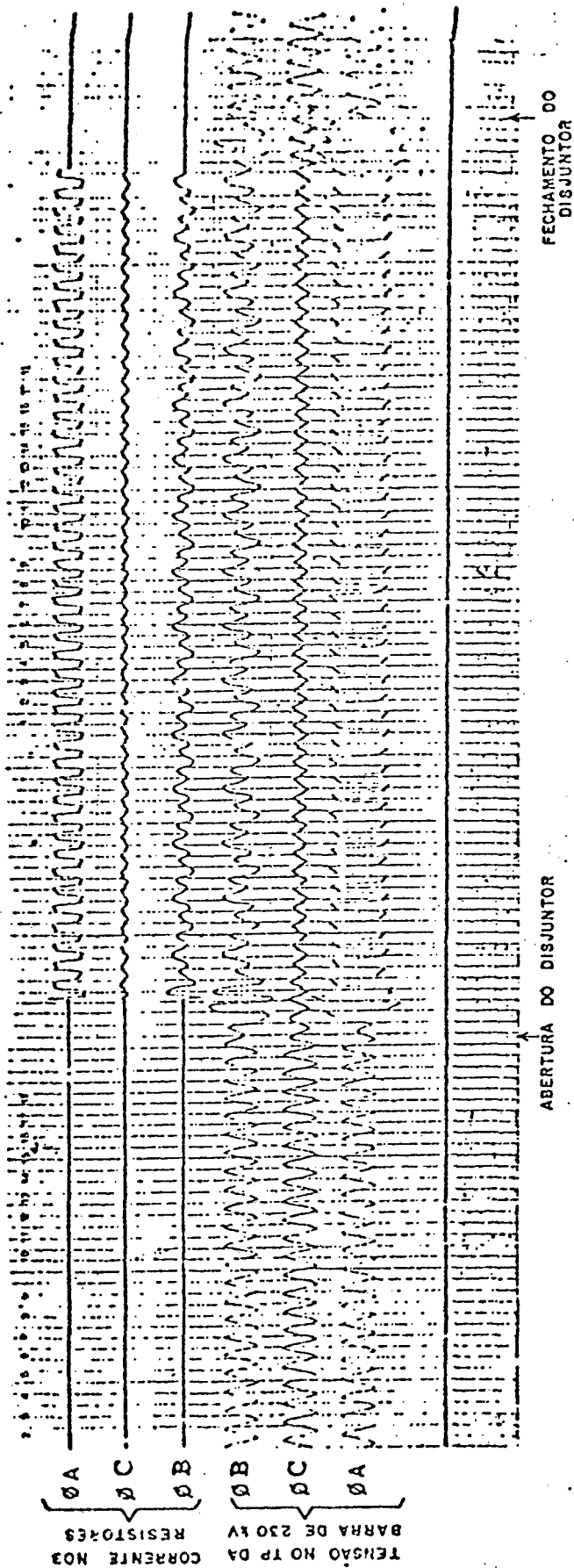


Fig. 29: Permanência em ferro-ressonância mesmo com inserção de resistores de 1,25 ohms

C A P Í T U L O 7

COMENTÁRIOS E CONCLUSÕES

O estudo mostrou uma configuração de sistema sujeita a apresentar problemas de sobretensões temporárias ou permanentes devidas ao fenômeno de ferro-ressonância. Operação nesta configuração pode ser mais ou menos freqüente nas subestações de alta tensão. O problema decorre da utilização conjunta de disjuntores, dotados de capacitores para equalização de potencial entre câmaras de interrupção, e transformadores de potencial indutivos. As sobretensões podem atingir até 2,7 pu no transitório e cerca de 1,7 pu no regime sustentado.

Através de uma representação por modelo de 2.^a ordem com um elemento não-linear é possível caracterizar as 3 fases do fenômeno: entrada em ferro-ressonância, permanência no estado ressonante estável e saída forçada do mesmo.

A simulação digital de transitórios em sistemas de potência vem atingindo um notável nível de maturidade [42]. Frequentemente pode ser a única ferramenta disponível para estudos de sobretensões. Nos casos analisados neste estudo não houve grandes diferenças, entre o real e o simulado, nas formas de onda de tensão em ressonâncias em freqüência fundamental ou sub-harmônica. Na ferro-ressonância em 60 Hz e com elevada corrente, caracterís

tica dos casos práticos analisados, houve uma aproximação satisfatória entre simulações e resultados experimentais dos testes de campo.

Nem toda manobra de desenergização da subestação leva à ferro-ressonância. O modelo pode conduzir a tipos de respostas estáveis de naturezas diferentes, dependendo das condições iniciais pré-chaveamento. Nos casos de ferro-ressonância em frequência fundamental pode-se verificar que o transitório inicial é determinado pelo instante de abertura e pelos parâmetros da rede, e as sobretensões de regime são determinadas pela saturação do transformador.

Há certa dificuldade em realizar testes de campo na área de sobretensões, já que tais testes exigem muitos cuidados para se evitar dano nos equipamentos. Através de testes simples se podem determinar os principais dados para o modelo: reatância de núcleo a ar do TP, estimativa de perdas no TP e capacitâncias.

A análise de soluções para o problema indicou a inserção de resistores no secundário do TP como uma medida eficaz contra a permanência de ferro-ressonância. A análise em frequência fundamental deu indicação do valor de resistência para amortecimento das oscilações. O valor ôhmico dos resistores pode ser determinado pelo modelo proposto em simulação digital e a solução foi testada em campo com sucesso.

De posse dos resultados com o modelo simplificado se pode partir para:

- modelar a histerese e verificar seu efeito princi

palmente em ferro-ressonâncias de baixa corrente.

- considerar o acoplamento entre fases.

Apêndice 1: Conversão da curva $V_{ef} \times i_{ef}$ em $\lambda \times i_M$ [16]

As suposições básicas são:

- a histerese é ignorada.
- a curva $\lambda \times i_M$ é simétrica em relação a origem

$$\lambda(-i_M) = -\lambda(i_M)$$

- é suposto que a curva $\lambda \times i_M$ é especificada ponto a ponto e que é válida a interpolação linear entre os pontos.
- a curva $V_{ef} \times i_{ef}$, pela qual $\lambda \times i_M$ vai ser calculada, é dada por pontos. V_{ef} é tensão eficaz. A indutância entre a origem e o primeiro par de pontos ($V_{ef} \times i_{ef}$) é linear.
- são usados os mesmos pontos na escala λ e na escala V_{ef} , isto é:

$$\lambda = \frac{\sqrt{2} V_{ef}}{W} \sin wt \quad (55)$$

supõe-se o fluxo senoidal.

Os valores de corrente de magnetização i_M são calculados. Determinação dos pontos i_M :

- Primeiro Ponto

Como a indutância é linear no primeiro trecho, o valor máximo é:

$$i_M = \sqrt{2} i_{ef} \quad (56)$$

- Outros Pontos

Conhece-se o valor i_{ef} , que para uma onda não senoidal mas periódica vale:

$$i_{ef} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} i_M^2 dt} \quad (57)$$

Vai-se determinar i_M usando a regra trapezoidal de integração, com $\Delta wt = 1^\circ$ ou $\frac{\pi}{180}$ radianos.

Então:

$$\int_0^{\frac{\pi}{2}} i_M^2 dt \approx \Delta wt \left[\frac{i_0^2}{2} + i_1^2 + i_2^2 + \dots + i_{89}^2 + \frac{i_{90}^2}{2} \right] \quad (58)$$

onde:

$i_0 = 0$, corrente em $wt = 0^\circ$

$i_1 =$ corrente em $wt = 1^\circ$

⋮
⋮
⋮

isto é:

$$\int_0^{\frac{\pi}{2}} i_M^2 dt = \frac{\pi}{180} \left(\sum_{\mu=1}^{90} i_\mu^2 - \frac{i_{90}^2}{2} \right) \quad (59)$$

Substituindo (57) em (59):

$$90 i_{ef}^2 = \sum_{\mu=1}^{90} i_\mu^2 - \frac{i_{90}^2}{2} \quad (60)$$

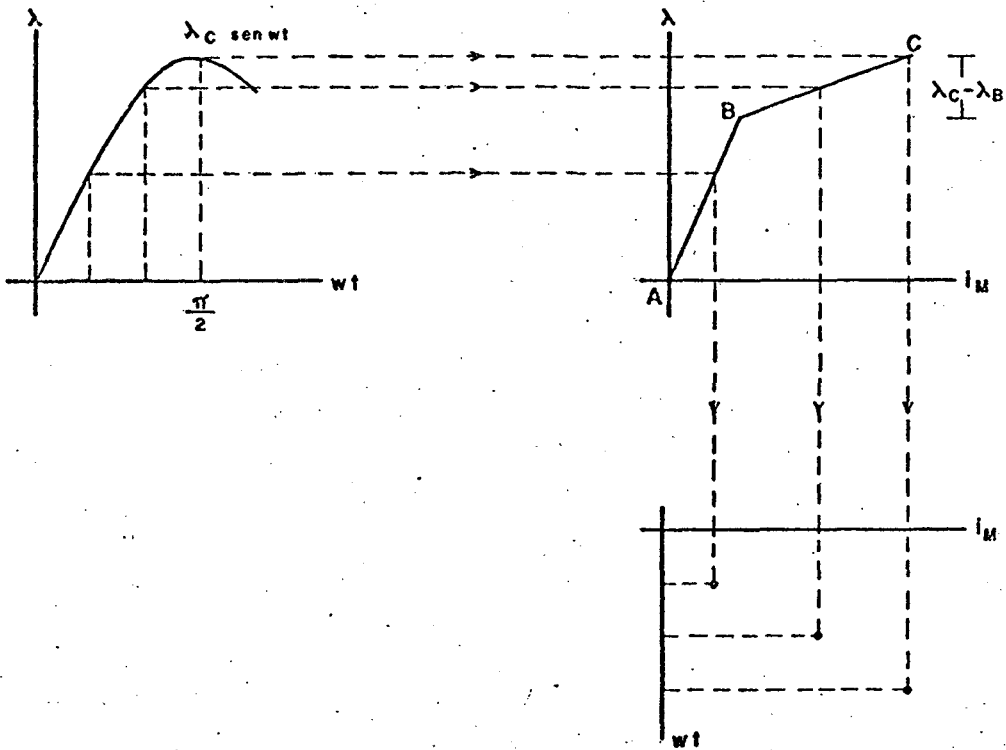


Fig. 30 : Determinação de i_M

Como é válida interpolação linear entre pontos, no primeiro trecho, já definido:

$$i_M = i_A + \frac{i_B - i_A}{\lambda_B - \lambda_A} (\lambda - \lambda_A) \quad (61)$$

Nos trechos não definidos faz-se o mesmo raciocínio do trecho definido, só que $i_C = i_M$ procurado.

Faz-se:

$$X = i_M - i_B \quad (62)$$

Então:

$$i_{\mu} = i_B + \frac{\lambda - \lambda_B}{\lambda_C - \lambda_B} X \quad (63)$$

e:

$$i_{\mu}^2 = i_B^2 + 2i_B \frac{\lambda - \lambda_B}{\lambda_C - \lambda_B} X + \left(\frac{\lambda - \lambda_B}{\lambda_C - \lambda_B} \right)^2 X^2 \quad (64)$$

Decompondo (60) em:

$$90 i_{ef}^2 = A_1 + A_2 X + A_3 X^2 \quad (65)$$

O valor i_{μ}^2 , calculado por (61), é adicionado em A_1 .

O valor i_B^2 , calculado em (64), é adicionado em A_1 .

O valor $2i_B \frac{\lambda - \lambda_B}{\lambda_C - \lambda_B}$, calculado em (64), é adicionado em A_2 .

O valor $\left(\frac{\lambda - \lambda_B}{\lambda_C - \lambda_B} \right)^2$, calculado em (64), é adicionado em A_3 .

do em A_3 .

Determina-se X resolvendo a equação do 2º grau (65).

Calcula-se i_M por:

$$i_M = i_B + X$$

*****CENTINUCLS SYSTEM MODELING PROGRAM*****

PROBLEM INPUT STATEMENTS

TITLE MODELO SIMPLIFICADO DE TRANSFORMADOR (MODELO DE 2ª. ORDEM)

OSCILACAO EM 60 HZ

- * R1=RESISTENCIA DO ENROLAMENTO DE AT (OHM)
- * RF=RESISTENCIA REPRESENTANDO PERDAS NO NUCLEO, REFERIDA A AT (OHM)
- * R2=RESISTENCIA DE CADA SECUNDARIO, REFERIDA A AT (OHM)
- * N=NUMERO DE ENROLAMENTOS SECUNDARIOS
- * L1=INDUTANCIA DE MAGNETIZACAO DO TP (HENRY)
- * L2=INDUTANCIA DE NUCLEO A AR DO TP (HENRY)
- * FS=FLUXO DE SATURACAO (VOLT*SEC)
- * C1=CAPACITANCIA DOS DISJUNTORES (FARAD)
- * C2=CAPACITANCIA SHUNT DOS BARRAMENTOS E EQUIPAMENTOS (FARAD)
- * V=TENSAO DO SISTEMA DE 230KV (VPICU)
- * ALFA=DEFASAMENTO DA FONTE NO INICIO DA SIMULACAO (RAD)
- * W=2*PI*FREQ=377
- * RCARGA=RESISTENCIA A SER CHAVEADA PARA SUPRIMIR A FERRO-RESONANCIA
- * TCARGA=TEMPO DE CHAVEAMENTO DA CARGA RESISTIVA (SEG)
- * TCHAV=INSTANTE DE ABERTURA DO DISJUNTOR (SEG)

LUNST R1=12700.,RF=103.E6,R2=25400.,N=2.,FS=895.,L2=120.00,L1=.4E5

LUNST ALFA=.14159,V=18.E3,W=377.,C1=4.00E-9,C2=3.00E-9

LUNST TCHAV=.0920000,TCARGA=.0720

PARAM RCARGA=14.00E6,S.00E6)

INITIAL

* RESISTENCIA

R=RF

RP=(R2*RCARGA)*RF/(R2*RCARGA+RF*N)

* CONDICoes INICIAIS EM REGIME SENCIDAL

AA=V*LI/RF/SORTIN*W*LI*(RF+R1)*(RF+R1)+RF*RF*R1/R1

BB=ATAN(W*LI*(RF+R1)/(RF+R1))

VO=-AA*SIN(-BB+ALFA)

FLUXO=AA*COS(-BB+ALFA)/W

FLUX=FLUXO

DYNAMIC

WOSORT

* ABERTURA DO DISJUNTOR

IF(TIME.GT.TCHAV)GO TO 10

XI=10.E20

GO TO 11

10 XI=C1

* SATURACAO

11 AF=ABS(FLUX)

IF(AF.LI.FS)GO TO 31

LX=L2

GO TO 30

31 LX=L1

* CHAVEAMENTO DA CARGA

30 IF(TIME.LT.TCARGA)GO TO 22

R=RP

* CORRENTE MAGNETIZANTE

22 IM=FLUX/LX-(FS/LX-FS/L1)*FLUX/AF

SORT

A=R1*(XI+C2)

B=1/R

C=R/(R1+R1)*(XI+C2)

* TENSAO DE ALIMENTACAO

VA=V*COS(W*TIME+ALFA)

DVDT=-W*V*SIN(W*TIME+ALFA)

* EQUACAO (46):

D2FLUX=(XI+DVDT)-(B+A/LX)*DIFLUX-IM)*C

* TENSAO NO RAMO MAGNETIZANTE

DIFLUX=INTGRL(VO,D2FLUX)

* FLUXO NO RAMO MAGNETIZANTE

FLUX=INTGRL(FLUXO,DIFLUX)

* CORRENTE NO SECUNDARIO

I4=DIFLUX/R

* CORRENTE NO ENROLAMENTO PRIMARIO

I1=IM+I4

* TENSAO NO TERMINAL DO PRIMARIO

V2=R1*I1+DIFLUX

* CORRENTE CAPACITIVA

I2=C2*DERIV(VO,V2)

* CORRENTE INJETADA PELO 230KV

I=I1+I2

* POTENCIA SUPRIDA PELO 230KV

P=I*V2

TIMER DELTA=.000100,FINTIP=.4500,PRODL=.0016,OUTDEL=.0016

IMEINGO TRAPZ

PRINT V4,DIFLUX,IM

PRINT DIFLUX

LABEL TENSÃO NO RAMO MAGNETIZANTE

PRINT FLUX

LABEL FLUXO

PRINT VA

LABEL TENSÃO DE ALIMENTACAO

PRINT IM

LABEL CORRENTE NO RAMO MAGNETIZANTE

PRINT I

LABEL CORRENTE INJETADA PELO SISTEMA DE 230KV

END

STOP

Apêndice 3 : Medição da característica de magnetização do TP

```

****CONTINUOUS SYSTEM MOLLING PROGRAM****

***PROBLEM INPUT STATEMENTS***

TITLE CALCULO DA CARACTERISTICA DE MAGNETIZACAO REAL DE TP
*****
*** C.MOURAO- CALCULO BASEADO EM MEDIDAS DA FASE B ***
*****
* MEDIU-SE TENSÃO SECUNDARIA E CORRENTE INJETADA NO PRIMARIO *
* AS MEDIDAS EM FUNCAO DO TEMPO ENTRAM COMO FUNCTION V2 E FUNCTION C1 *
* E' FEITA INTERPOLACAO LINEAR ENTRE US PONTOS FORNECIDOS , *
* OS QUAIS NAO PRECISA SER IGUALMENTE ESPACIADOS. *
* CALCULA-SE A INDUTANCIA SATURADA DO TP. *
*
* CASOS DE ENTRADA
* V0=INCLINACAO INICIAL DE V2 MEDIDO (VOLT/SEG)
* I0=CORRENTE DE MAGNETIZACAO INICIAL
* C2=CAPACITANCIA DE EQUIPAMENTOS E BARRAMENTOS DE 230 KV (FARAD)
* R1=RESISTENCIA DC DO ENROLAMENTO DE AT (OHMS)
* RF=RESISTENCIA REPRESENTANAO PERDAS NO NUCLEO (OHMS)
*
* METODO NUMERICO RUNGE-KUTTA 4A. ORDEN STEP VARIÁVEL
*****
INITIAL
LONST C2=3.E-9,R1=5000.0,RF=100.E6,V0=-10955000.,I0=9.99
FUNCTION V2 = (.000000, 163280.) ....
              (.002000, 133370.) ....
              (.004000, 107460.) ....
              (.005000, 95320.) ....
              (.006000, 79600.) ....
FUNCTION C1 = (.000000, 9.98 ) ....
              (.002000, 12.31 ) ....
              (.004000, 14.2400) ....
              (.005000, 15.2000) ....
              (.006000, 15.9700) ....

DYNAMIC
CC=AFGEN(C1,TIME)
VV=AFGEN(V2,TIME)
DERIVV=DERIV(V0,VV)
DERIM=(CC-VV/RF-C2*(1.+R1/RF)*DERIVV-IM)/(C2*R1)
IM=INTGRL(I0,DERIM)
LSAT=VV/DERIM

TERMINAL
TIMER DELT=.000010,FINTIM=.0060,PROEL=.00050,OUTDEL=.00050
PRINT LSAT,VV,IM
    
```

CALCULO DA CARACTERISTICA DE MAGNETIZACAO REAL DE TP

TIME	LSAT	VV	IM
0.0	7.6788E 01	1.6028E 05	9.930CE 00
5.0000E-04	1.3219E 02	1.5480E C5	1.0576E 01
1.0000E-03	1.2816E 02	1.4933E C5	1.1159E 01
1.5000E-03	1.2382E 02	1.4365E C5	1.1742E 01
2.0000E-03	1.1524E 02	1.3837E C5	1.2324E 01
2.5000E-03	1.3712E 02	1.3064E 05	1.2923E 01
3.0000E-03	1.2754E 02	1.2252E C5	1.3306E 01
3.5000E-03	1.1957E 02	1.1519E C5	1.3788E 01
4.0000E-03	1.1157E 02	1.0746E C5	1.4271E 01
4.5000E-03	1.0564E 02	1.0139E 05	1.4741E 01
5.0000E-03	1.0422E 02	5.5220E 04	1.5222E 01
5.5000E-03	1.1361E 02	8.7460E 04	1.5620E 01
6.0000E-03	1.0256E 02	7.5600E C4	1.6005E 01

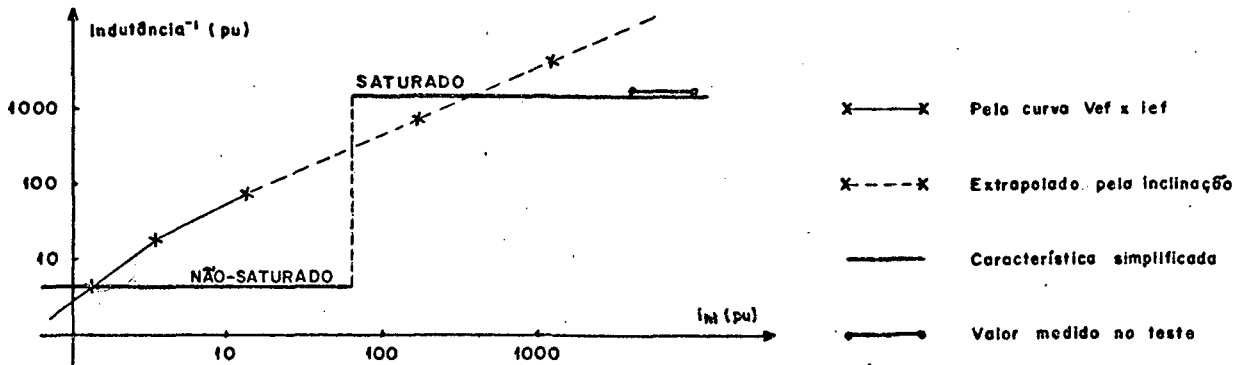


Fig. 31: INDUTÂNCIA^L x CORRENTE

B I B L I O G R A F I A

1. CLARKE, E. Circuit analysis of A.C. power systems, vol. 2. J. Wiley & Sons, New York, 1943.
2. GREENWOOD, A. Electrical Transient in Power Systems. J. Wiley, 1970.
3. HOPKINSON, R.H. Ferroresonant overvoltage control based on TNA tests on three-phase wye-delta transformer banks. IEEE Transactions PAS-87 (2), 1968: 352 - 361.
4. SMITH, D.R.; SWANSON, S.R.; BORST, J.D. Overvoltages with remotely-switched cable-fed grounded wye-wye transformers. IEEE Transactions PAS-94 (5), 1975: 1843 - 1853.
5. DOLAN, E.J.; GILLIES, D.A.; KIMBARK, E.D. Ferroresonance in a transformer switched with an EHV Line. IEEE Transactions PAS-91 (3) 1972: 1273 - 1276.
6. DOMMEL, H.W. Nonlinear and Time-varying elements in digital simulation of electromagnetic transients. IEEE Transactions PAS-90 (6) 1971: 2561 - 2567.
7. PETERSON, H.A. Transients in power systems. Dover publications, Inc., New York, 1951.
8. KARLICEK, R.F.; TAYLOR, E.R. Ferroresonance of grounded potential transformers on ungrounded power systems. IEEE Transactions PAS (8) 1959: 607 - 618.
9. SWIFT, G.W. An analytical approach to ferroresonance. IEEE Transactions PAS-88 (1), 1969: 42 - 46.
10. SOARES, V.L.C.; MORITZ, R.L. Sobretensões por ferro-ressonância em sistemas de 230 kV. V SNPTEE, GRUPO IV (GSP), Recife, 1979.
11. ABNT EB - 0251 (1972), Especificações de Transformadores para Instrumentos.
12. ANSI-IEEE, C.57.13.1978.
13. IEC - Publicação 186 (1969).
14. Análise de ocorrência no Sistema ELETROSUL. DOS/DAES, análise

se nº 0736, 1977.

15. PRZYJENSKI, J.M.; KASSAKIAN, J.G. Parametric behavior of the dynamic period overvoltage on power transmission systems. IEEE Transactions PAS-96 (3), 1977 : 916 - 924.
16. DOMMEL, H.W. Computation of λ/i Curve from Vrms/Irms Curve, Nota manuscrita, 1972.
17. EMTP, Electromagnetic Transient Program, User's Manual, Bonneville Power Administration, Novembro/77.
18. GIBSON, J.E. Nonlinear Automatic Control - MC Graw Hill Book Company, Inc., 1963.
19. GERMAY, N.; MASTERO, S.; VROMAN, J. Review of ferroresonance phenomena in high voltage power systems and presentation of a voltage transformer model for predetermining them. Paper 33-18 CIGRÉ, 1974.
20. DICK, E.P.; WATSON, W. Transformer models for transient studies based on field measurements. IEEE Transactions PAS-100 (1), 1981: 409 - 419.
21. BURGER, U. Lightning arresters for limiting overvoltages on disconnecting shunt reactors. Brown Boveri Review, 1975: 176 - 181.
22. KRATZ, E.F.; MANNING, L.W.; MAXWELL, M. Ferroresonance in series capacitor distribution transformer applications. IEEE Transactions PAS, August, 1969.
23. MAHY, P. Contribution théorique et expérimentale a l'étude des phénomènes de ferroresonance monophasée. Extrait du bulletin de la S.R.B.E. - Tome 88, nº 3, 1972.
24. FELDMAN, J.M.; CAPPABIANCA, A.L. On the accuracy and utility of piecewise linear models of ferroresonance. IEEE Transactions PAS-97 (2), 1978: 469-477.
25. SWIFT, G.W. Power transformer core behavior under transient conditions. IEEE Transactions PAS-90, março - abril 1961: 2206 -2210.
26. WEST, J.C.; DOUCE, J.L.; LIVESLEY, R.K. The dual-input descri

- bing function and its use in the analysis of nonlinear feedback systems. Proceedings IEE, Julho 1955.
27. PRUSTY, S.; SANYAL, S.K. Some new solutions to ferroresonance problem in power systems. Proceedings IEE, vol.124 nº 12, 1977.
 28. WALE, G.D. Ferroresonance in a disconnected ehv power system, GEC Journal of Science & Technology, vol. 40, nº 2, 1973: 79 - 86.
 29. SPECKHART, F.H.; GREEN, W.L. CSMP - A guide to using the continuous systems modeling program, Prentice - Hall, 1976.
 30. FOX, L.; MAYERS, D.F. Computing Methods for Scientists and Engineers, Clarendon Press at Oxford, 1968.
 31. LANGSDORF, A.S. Theory of Alternating Current Machinery. Capítulo 1, Mc Graw-Hill, 1975.
 32. ELGERD, O.I. Electric Energy Systems Theory: An Introduction. capítulo 5. Tata MC Graw-Hill, 1971.
 33. FITZGERALD, A.E.; KINGSLEY, C.; KUSKO, A. Máquinas Elétricas. Mc Graw-Hill do Brasil Ltda., 1975.
 34. DOMMEL, H.S. Transformer models in the simulation of electromagnetic transients. 5th Power Systems Computation Conference, Cambridge, England, 1975.
 35. SLEMON, G.R. Magnetolectric Devices: Transducers, Transformers and Machines, John Wiley & Sons, 1966.
 36. ANDERSON, P. Analysis of Faulted Power Systems. Capítulo 5. Iowa State University Press, 1973.
 37. DEGENEFF, R.C. "A method for constructing terminal models for single-phase n-winding transformers. IEEE Summer Meeting, 1978.
 38. OLIVIER, G.; BOUCHARD, R.P.; GERVAIS, Y.; MUKHEDKAR, D. Frequency response of HV test transformers and the associated measurement problems. IEEE Transactions PAS-99 (1), 1980: 141 - 145.
 39. SCIDA, S.; KROMER, L.I. An improved method for determining

line discharge through potential transformers. IEEE Transactions PAS -97 (1), 1978: 79 - 89.

40. MARKS, L.W. Line discharge by potential transformers. IEEE Transactions PAS-88 (4), 1969: 293 - 299.
41. HAYASHI, C. The influence of hysteresis on nonlinear resonance, Journal of the Franklin Institute, Vol. 281, nº 5, 1966: 379 - 386.
42. IEEE Tutorial Course, Digital Simulation of Electrical Transient Phenomena, Course Text EHO 173-5-PWR, 1981.
43. SOARES, V.L.C.; MORITZ, R.L. Testes de campo para comprovar soluções estudadas para o problema de sobretensões por ferro-ressonância em sistema de 230 kV. VI SNPTEE, Grupo IV (GSP). Camboriu , 1981.